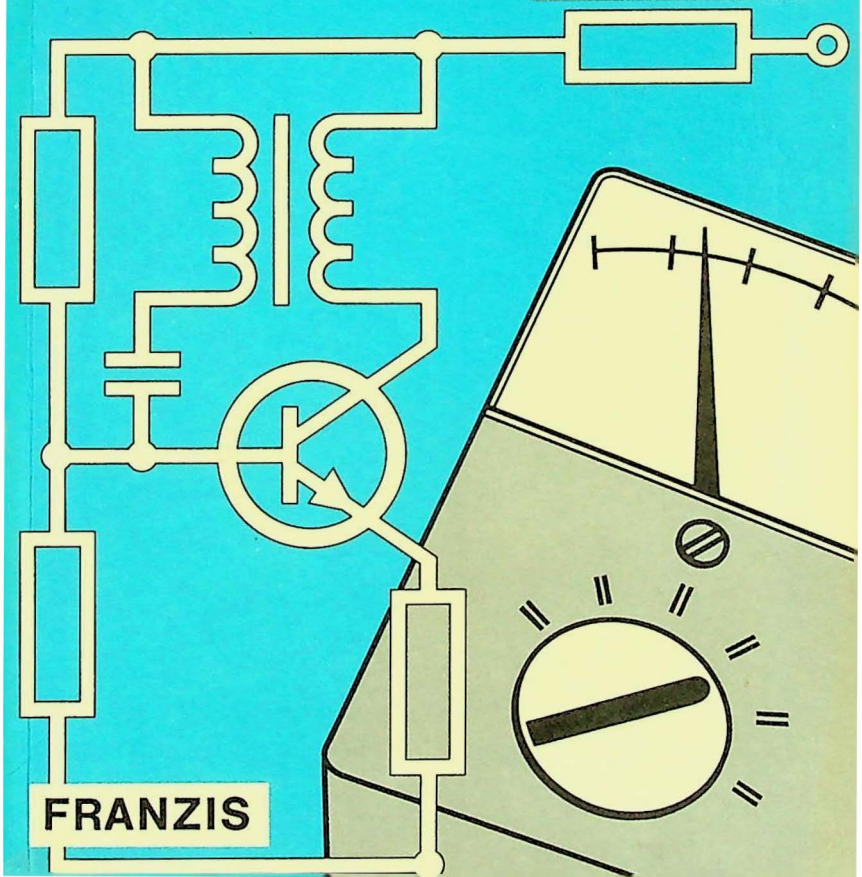
Dieter Nührmann

Der Hobby-Elektroniker lernt messen

RPB
electronic-taschen-bücher
4

Mit richtigen Meßmethoden dem Fehler auf die Schliche kommen



FRANZIS

RPB electronic-taschenbücher Titelverzeichnis

Jeder Einfach-Band umfaßt etwa 60–70 Seiten, enthält bis zu 70 Bilder und Tabellen. Mehrfach-Bände entsprechend. Die Nummer vor dem Titel ist die Bestell-Nummer. Preisänderungen und Liefermöglichkeiten vorbehalten.

Preise: Einfachband (•) DM 4.80; Doppelband (• •) DM 7.80; Dreifachband (• • •) DM 9.80; Vierfachband (• • • •) DM 12.80.

4 • • Der Hobby-Elektroniker lernt messen (Nührmann)

5 • • Brand- und Einbruchmeldeanlagen (Bartels).

6 • Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang (Mende). 14. Aufl.

7 • Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren (Kühne). 14. Aufl.

8 • • • ABC der Elektronik-Orgel (Wuschek)

9 • • Tonbandgeräte-Praxis (Junghans). 12. Aufl.

11 • • • Mikrofone (Kühne). 9. Aufl.

16 • Widerstandskunde für Radio-Praktiker (Hoffmeister). 6. Aufl.

19 • • • Optoelektronik (Ratheiser/Pichler).

20 • • Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern (Renardy/Lummer). 14. Aufl.

22 • • • Lehrgang Radiotechnik Band I (Jacobs). 12. Aufl.

24 • • • desgl., Band II (Jacobs). 8. Aufl.

25 • • • Amateur-Funkfernschreibtechnik RTTY (Pietsch)

27 • • Rundfunkempfang mit Transistoren und Detektoren (Mende). 13. Aufl.

29 • • • Kleines ABC der Elektroakustik (Büscher). 7. Aufl.

34 • • • Von der Mengenlehre zur Schaltalgebra (Siegfried).

35 • • Systemanalyse und System-Design (Lewandowski).

38 • • • • SSB- und ISB-Technik (Pelka).

40 • Fachwörter der Elektronik (Franz). 2. Aufl.

42 • • • desgl., Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Diefenbach). 2. Aufl.

44 • • • KW- und UKW-Amateurfunk-Antennen (Diefenbach). 10. Aufl.

46 • Sendertabelle (Schneider/Redlich). 2. Aufl.

50 • • Prakt. Antennenbau (Mende). 15. Aufl.

51 • • Kleine Fernseh-Bildfehler-Fibel (Gies/Kirsch). 1. Aufl.

53 • • • Elektroflug (Bruß).

54 • • • Schaltalgebra im Experiment (Kleemann)

55 • • • Fernsehtechnik von A biz Z (Conrad). 5. Aufl.

58 • • Morselehrgang (Diefenbach). 9. Aufl.

59 • • Funk-Entstörungs-Praxis (Mende). 5. Aufl.

60 • • Die Widerstand-Kondensator-Schaltung (Schneider). 7. Aufl.

64 • • Einführung in die Operationsverstärker-Technik (Hirschmann).

65 • • • Operationsverstärker-Anwendung (Hirschmann).

68 • • • Kleine Elektronik-Formelsammlung (Rose). 13. Aufl.

72 • • Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen (Schultheiss). 6. Aufl.

80 • • • • Das Spulenbuch – Hochfrequenzspulen (Sutaner). 6. Aufl.

82 • • Was ist ein Mikroprozessor? (Pelka). 2. Aufl.

83 • • Mikrofon-Aufnahmetechnik (Praetzel/Warnke)

84 • • Fernsehantennen-Praxis (Mende). 12. Aufl.

85 • • • HiFi-Schaltungs- und Baubuch (Kühne/Horst). 7. Aufl.

87 • • Methodische Fehlersuche in der Industrie-Elektronik (Benda).

88 • • Schliche und Kniffe für Radiopraktiker (Kühne). 7. Aufl.

93 • • Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung (Bruß). 6. Aufl.

99 • • • Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen? (Sutaner/Wißler). 9. Aufl.

Dieter Nührmann

Der Hobby-Elektroniker lernt messen

Mit richtigen Meßmethoden dem Fehler auf die Schliche kommen

Mit 81 Abbildungen

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Nr. 4 der RPB electronic-taschenbücher

CIP-Kurztitelaufnahme der Deutschen Bibliothek

Nührmann, Dieter
Der Hobby-Elektroniker lernt messen: mit richtigen Meßmethoden d. Fehler auf d. Schliche kommen. – 1. Aufl. – München. Franzis-Verlag, 1977.
(RPB-Elektronik-Taschenbücher; RPB-electronic-taschenbücher; Nr. 4)
ISBN 3-7723-0041-3

1977

Franzis-Verlag GmbH, München

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigungen nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Abbildungen, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: Franzis-Druck GmbH, Karlstraße 35, 8 München 2.
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne.

ISBN 3-7723-0041-3

Vorwort

Hobbyelektronik – das ist Freude, Spaß, Bereicherung, Erfolg und Wissen zugleich.
Die Meßtechnik in der Elektronik nimmt dabei einen weiten und wichtigen Raum ein. Ohne Meßmittel ist der Elektroniker hilflos. Nicht eine einzige Schaltung oder Baugruppe kann er untersuchen und damit ihr Verhalten auch nicht kennenlernen.

In dem vorliegenden RPB-Band wird das Wissen von den wichtigsten Meß-Methoden und der Umgang mit den gebräuchlichsten Meß-Geräten für den Start in die Hobby-Elektronik vermittelt. Kenntnisse der Elektronik-Grundlagen, also der Zusammenhang von Strom und Spannung, werden vorausgesetzt. Auch von den Bauelementen sollte der Benutzer dieses Buches bereits Ahnung haben.

Nach einer Einführung in die wichtigsten physikalischen Größen verstehen wir schnell die Meßtechnik und den Schaltungsaufbau des einfachen, elektronischen Multimeters, dem universellsten und wichtigsten Meßgerät für den Hobbyelektroniker – und auch den Profi. Selbstverständlich wollen wir auch die Funktion und die Meßmöglichkeiten eines kleineren Oszilloskopen kennenlernen. Viele Tips sind auch für denjenigen enthalten, der sich ein Meßgerät kaufen will. Was muß der Hobbyelektroniker von seinem Meßgerät erwarten? Sicherlich können wir diese Fragen nach dem Studium beantworten.

Wollen wir uns darüber hinaus weiter mit der Materie der Meßtechnik beschäftigen, so sei auf das Buch „Wie messe ich richtig" hingewiesen, das im gleichen Verlag erschienen ist. Wenn uns ein Meßergebnis zweifelhaft vorkommt, werden wir das Buch hier zu Rate ziehen. Das ist gut so. Ein Meßergebnis kann aber nur dann richtig ausgewertet werden, wenn wir verstehen, wie es zustande gekommen ist. Damit wir bei unseren Messungen keine voreiligen Schlüsse ziehen, sollten wir immer an die folgenden fünf Grundregeln denken:

- Bei zweifelhaften Meßergebnissen überzeugen wir uns von der richtigen Funktion des Meßgerätes durch Messen bekannter Größen.
- Traue bei einer Messung weder dem Meßgerät noch Dir selbst. Einer von beiden macht bestimmt einen Fehler. Versuche durch logisch konsequenten Denkaufbau diese Fehler auszuschließen und das bitte – auch, wenn es anstrengt – bei jeder Messung.

- Lange Meßleitungen verfälschen das Meßergebnis.
- Ein kleiner Innenwiderstand des Meßgerätes ergibt ein ungenaues Spannungsmeßergebnis.
- Zum Messen gehört mehr als die Freude am Ausschlagen des Zeigers. Wir müssen wissen und erkennen, warum er ausschlägt und durch ständiges Überlegen das Meßergebnis richtig auswerten.

Das Buch soll somit ein praktischer Ratgeber für alle Anhänger der Hobbyelektronik sein.

Viel Spaß!

Achim Dieter Nührmann

Wichtiger Hinweis

Die in diesem Buch wiedergegebenen Schaltungen und Verfahren werden ohne Rücksicht auf die Patentlage mitgeteilt. Sie sind ausschließlich für Amateur- und Lehrzwecke bestimmt und dürfen nicht gewerblich genutzt werden*).

Alle Schaltungen und technischen Angaben in diesem Buch wurden vom Autor mit größter Sorgfalt erarbeitet bzw. zusammengestellt und unter Einschaltung wirksamer Kontrollmaßnahmen reproduziert. Trotzdem sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Der Verlag sieht sich deshalb gezwungen, darauf hinzuweisen, daß er weder eine Garantie noch die juristische Verantwortung oder irgendeine Haftung für Folgen, die auf fehlerhafte Angaben zurückgehen, übernehmen kann. Für die Mitteilung eventueller Fehler sind Autor und Verlag jederzeit dankbar.

*) Bei gewerblicher Nutzung ist vorher die Genehmigung des möglichen Lizenzinhabers einzuholen.

Inhalt

1.0 Meßtechnische Größen der Elektronik, Einheiten und Begriffe 7

1.1 Gleichspannungen 7
1.2 Wechselspannungen 7
1.3 Gleichströme 8
1.4 Wechselströme 8
1.5 Bauelemente 8
1.6 Frequenzen 9
1.7 Bandbreite 9
1.8 Generatorinnenwiderstand (Anpassung) 11
1.9 Impulse, Impulsspannungen 12
1.10 Frequenzhub, Wobbelhub, Modulationsgrad 17
1.11 Toleranzen und ihre Bedeutung 18
1.12 Dezibelmaß 21

2.0 Allgemeine Meßtechnik 23

2.1 Prüfen, Messen, Eichen 23
2.2 Prüfen 23
2.3 Messen 23
2.4 Eichen 24

3.0 Spannungs-, Strom-, Widerstandsmessungen 25

3.1 Das einfache universelle Multimeter 25
3.1.1 Die Schaltung für Gleichspannungsmessungen 26
3.1.2 Die Schaltung für Wechselspannungsmessungen 35
3.1.3 Die Schaltung für Gleichstrommessungen 37
3.1.4 Die Schaltung für Widerstandsmessungen 40
3.1.5 Die Grenzen der Meßtechnik mit dem einfachen Multimeter 42

3.2 Das elektronische universelle Multimeter 45
3.2.1 Die Schaltung des Gleichspannungsverstärkers 45
3.2.2 Wie messen wir Gleichspannungen, Wechselspannungen, Gleichströme und Widerstände 48
3.2.3 Die Grenzen der Meßtechnik mit dem elektronischen Multimeter 48
3.3 Wir messen Sonderformen elektrischer Spannungen 50
3.3.1 Tonspannungen (Nf) 50
3.3.2 Hochfrequente Spannungen (Hf) 53
3.3.3 Impulsspannungen 55
3.3.4 Hochspannungen 57

4.0 Das einfache Oszilloskop 58

4.1 Eine Einführung in die Meßtechnik 58
4.2 Die Bedienung 59
4.3 Die Grenzen der Meßtechnik für das einfache Oszilloskop 80

5.0 Der einfache Sinus-Rechteckgenerator 93

5.1 Eine kurze Einführung in die Meßtechnik 93
5.2 Die Bedienung 99
5.3 Die Grenzen der Meßtechnik für den einfachen Sinus-Rechteckgenerator 99

6.0 Der Regeltrenntransformator 101

6.1 Eine kurze Einführung in die Meßtechnik 101
6.2 Die Bedienung 102
6.3 Die Grenzen der Meßtechnik für den Regeltrenntransformator 102

7.0 Das stabilisierte Netzteil 104

7.1 Eine kurze Einführung in die Meßtechnik 104
7.2 Die Bedienung 105
7.3 Die Grenzen der Meßtechnik für ein kleines stabilisiertes Netzteil 105

Sachverzeichnis 108

1 Meßtechnische Größen der Elektronik – Einheiten und Begriffe

In der Meßpraxis der Elektronik sind bestimmte Werte von Einheiten immer wiederkehrend. Wir wollen diese Größen hier einmal kennenlernen, bevor wir uns mit der Meßtechnik näher befassen.

1.1 Gleichspannungen

Wir messen Gleichspannungen in Volt [V]. Der Bereich der interessierenden Spannungen geht von einigen µV bis zu einigen kV. Demnach sind in der Praxis folgende Unterteilungen zu finden:

1 µV	$1 \cdot 10^{-6}$ V
10 µV	$10 \cdot 10^{-6}$ V
100 µV = 0,1 mV	$100 \cdot 10^{-6}$ V
1000 µV = 1 mV	$1 \cdot 10^{-3}$ V
10 mV = 0,01 V	$10 \cdot 10^{-3}$ V
100 mV = 0,1 V	$100 \cdot 10^{-3}$ V
1000 mV = 1 V	1 V
10 V	$1 \cdot 10^{1}$ V
100 V	$1 \cdot 10^{2}$ V
1000 V = 1 kV	$1 \cdot 10^{3}$ V
10000 V = 10 kV	$10 \cdot 10^{3}$ V

1.2 Wechselspannungen

Bei den Wechselspannungen definieren wir den Effektivwert, den Spitzen- oder Scheitelwert, und den Spitzen-Spitzenwert. *Abb. 1.2-1* gibt über die Zusammenhänge Aufschluß.

$U_s = U_{eff} \cdot \sqrt{2}$
$U_{ss} = 2 \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2}$

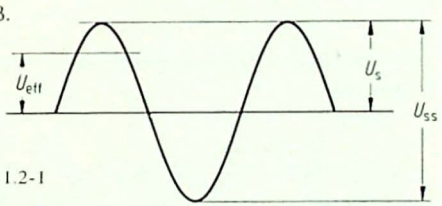


Abb. 1.2-1

Impulsspannungen – allgemein nicht sinusförmige Wechselspannungen werden grundsätzlich in V_{ss} angegeben. Für die Größen der Wechselspannungsbereiche gilt das unter Kap. 1.1 Gesagte.

1.3 Gleichströme

Auch hier müssen wir uns mit einem weiten Spektrum befassen. In unserer Praxis vorkommende Größen sind 1 µA...10 A. Siehe dazu die Unterteilung, die unter Kap. 1.1 gezeigt wurde.

1.4 Wechselströme

Hier können wir ebenfalls auf das unter 1.1 und 1.3 Gesagte zurückgreifen.

1.5 Bauelemente

Bei den passiven Bauelementen – den Kondensatoren, Widerständen und Induktivitäten – werden meßtechnisch folgende Größen praktisch erfaßt:
Kondensatoren:

1 pF...10000 µF. Dieser relativ große Bereich wird unterteilt in:

1 pF	=	$1 \cdot 10^{-12}$ F
10 pF	=	$10 \cdot 10^{-12}$ F
100 pF	=	$100 \cdot 10^{-12}$ F
1000 pF = 1 nF	=	$1 \cdot 10^{-9}$ F
10 nF = 0,01 µF	=	$10 \cdot 10^{-9}$ F
100 nF = 0,1 µF	=	$100 \cdot 10^{-9}$ F
1 µF	=	$1 \cdot 10^{-6}$ F
10 µF	=	$10 \cdot 10^{-6}$ F
100 µF	=	$1000 \cdot 10^{-6}$ F
1000 µF	=	$1 \cdot 10^{-3}$ F
10000 µF	=	$10 \cdot 10^{-3}$ F

Bei den Widerständen kommen wir zu einer ähnlichen Darlegung. Wir bezeichnen:

0,1 Ω	10^{-1} Ω
1 Ω	10^{0} Ω
10 Ω	$1 \cdot 10^{1}$ Ω
100 Ω	$10 \cdot 10^{1}$ Ω

1000 Ω = 1 kΩ	$1 \cdot 10^3\ \Omega$
10 kΩ	$10 \cdot 10^3\ \Omega$
100 kΩ = 0,1 MΩ	$100 \cdot 10^3\ \Omega = 10^5\ \Omega$
1 MΩ	$1 \cdot 10^6\ \Omega$
10 MΩ	$10 \cdot 10^6\ \Omega$
100 MΩ	$100 \cdot 10^6\ \Omega$

Auch die Induktivitäten führen zu dem Ergebnis:

100 nH	$0{,}1 \cdot 10^{-6}$ H
1000 nH = 1 µH	$1 \cdot 10^{-6}$ H
10 µH	$10 \cdot 10^{-6}$ H
100 µH	$100 \cdot 10^{-6}$ H
1000 µH = 1 mH	$1 \cdot 10^{-3}$ H
10 mH	$10 \cdot 10^{-3}$ H
100 mH	$100 \cdot 10^{-3}$ H
1000 mH = 1 H	1 H
10 H	10 H

1.6 Frequenzen

0,1 Hz	$1 \cdot 10^{-1}$ Hz
1 Hz	$1 \cdot 10^0$ Hz
10 Hz	$10 \cdot 10^0$ Hz
100 Hz	$100 \cdot 10^0$ Hz
1000 Hz = 1 kHz	$1 \cdot 10^3$ Hz
10 kHz	$10 \cdot 10^3$ Hz
100 kHz	$100 \cdot 10^3$ Hz
1000 kHz = 1 MHz	$1 \cdot 10^6$ Hz
10 MHz	$10 \cdot 10^6$ Hz
100 MHz	$100 \cdot 10^6$ Hz
1000 MHz = 1 GHz	$1 \cdot 10^9$ Hz

1.7 Bandbreite

Mit Bandbreite wird die Übertragungscharakteristik eines Zweipoles oder Vierpoles gekennzeichnet. Das kann im einfachsten Falle ein RC-Glied

sein. Es handelt sich dann um einen passiven Zwei- oder Vierpol. Ein Verstärker ist ein aktiver Vierpol. Vierpol: Zwei Eingangsbuchsen und zwei Ausgangsbuchsen – vier Anschlüsse. Dabei beziehen wir uns im allgemeinen auf die 3-dB-Bandbreite. *Abb. 1.7-1* gibt eine Übertragungskurve eines Breitbandverstärkers wieder, der sowohl eine obere als auch eine untere Grenzfrequenz aufweist. Da in der gesamten Meßtechnik die Begriffe obere und untere Grenzfrequenz eine immer wiederkehrende Rolle spielen, wollen wir uns kurz mit diesen Begriffen beschäftigen.

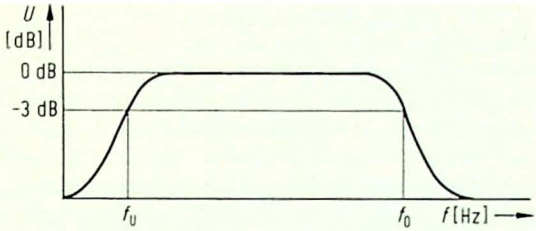
Untere Grenzfrequenz:

In *Abb. 1.7-2* ist der Eingang eines Meßverstärkers gezeigt. Dieser Eingang ist R-C gekoppelt. Die Eingangsspannung bezeichnen wir mit U_E und die Ausgangsspannung mit U_A. Die Eingangsspannung U_E sieht auf einen Hochpaß. Der Hochpaß besteht aus der Serienschaltung von C und R. Bei niedrigen Frequenzen ist der kapazitive Widerstand $\frac{1}{\omega \cdot C}$ so groß, daß von der Eingangsspannung U_E über den komplexen Teiler C-R nur ein Teil als Ausgangsspannung erscheint. Im Extremfall der Gleichspannung (Frequenz Null) liegt die gesamte Eingangsspannung U_E über dem Kondensator; die Ausgangsspannung ist Null. Bei steigender Frequenz nimmt entsprechend der Gleichung $R_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$ der kapazitive Widerstand mehr und mehr ab, wodurch eine entsprechend große Ausgangsspannung U_A entsteht. Der uns interessierende und in der Meßtechnik definierte –3-dB-Punkt ist erreicht, wenn wertmäßig $R = \frac{1}{\omega \cdot C}$ ist. Daraus errechnet sich bei gegebenen Werten von R und C die untere Grenzfrequenz zu: $f_u = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$. Übrigens beträgt die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom für diesen Punkt 45°.

Obere Grenzfrequenz

Bei der oberen Grenzfrequenz wird ein Ersatzschaltbild *Abb. 1.7-3* zugrunde gelegt. Entgegen der unteren Grenzfrequenz, wo wir es mit einem Hochpaß zu tun hatten, handelt es sich hier um einen Tiefpaß. Der Kondensator C wird in der Praxis z. B. bei der Betrachtung der oberen Grenzfrequenz eines Meßverstärkers oft durch die schädlichen Schalt- und Bautei-

Abb. 1.7-1



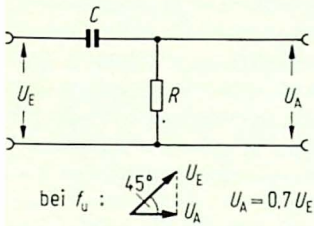


Abb. 1.7-2

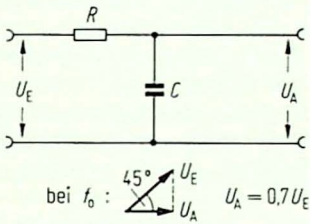


Abb. 1.7-3

lekapazitäten gebildet, während der Widerstand R sich aus dem Generatorinnenwiderstand und der Parallelschaltung des Arbeitswiderstandes ergibt. Auch hier gibt ein Verstärkungsabfall von -3 dB den Punkt der oberen Grenzfrequenz an. Formelmäßig läßt sich wieder schreiben $R = \frac{1}{\omega \cdot C}$ und damit die oberere Grenzfrequenz $f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$. Auch hier ist die Phasenlage zwischen Strom und Spannung wieder 45°.

1.8 Generatorinnenwiderstand (Anpassung)

In *Abb. 1.8-1* ist das Prinzipbild eines Generators wiedergegeben. Wir sehen einmal den eigentlichen Generator mit seiner Urspannung der EMK (*E*lektro*m*otorische *K*raft) und zum anderen seinen Innenwiderstand R_i. Dieser Innenwiderstand wird uns noch häufig zu schaffen machen. Im einfachen Fall besteht er aus einem konstanten Ohmschen Widerstand, an welchem bei entsprechender Belastung am Ausgang eine Spannung abfällt, um deren Betrag die eigentliche EMK des Generators am Ausgang als U_A kleiner erscheint. Bei der Leistungsanpassung, die besonders für die höher-

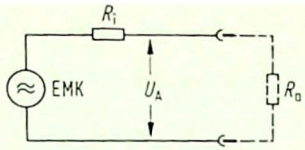


Abb. 1.8-1

frequenten Gebiete der Hf- und Impulstechnik wichtig ist, wird der Außenwiderstand (Belastungswiderstand) in seiner Größe gleich dem Innenwiderstand des Generators gewählt. Also $R_a = R_i$. Dementsprechend steht auch nur die Hälfte der Spannung, die Hälfte des Stromes oder ein Teil der Leistung am Ausgang zur Verfügung. Zwei Extremfälle wollen wir aber noch kurz betrachten. Da ist einmal der kurzgeschlossene Ausgang, hier ist die Klemmspannung Null, es fließt der maximale Kurzschlußstrom. Der andere Fall findet sich bei offenem Ausgang. Hier steht die EMK als Ausgangsspannung zur Verfügung, wobei der Strom Null ist.

1.9 Impulse, Impulsspannungen

Unter Impulsspannungen verstehen wir unregelmäßige nicht sinusförmige Spannungsverläufe, die sich insbesondere noch durch steile Spannungssprünge kennzeichnen. In den *Abb. 1.9-1 a* bis *c* sind verschiedene Impulsformen wiedergegeben. Die Impulsspannung wird hier jeweils vom Maxi-

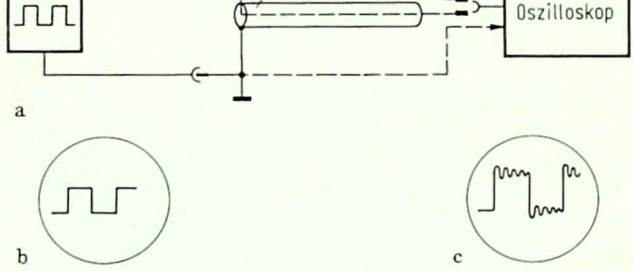
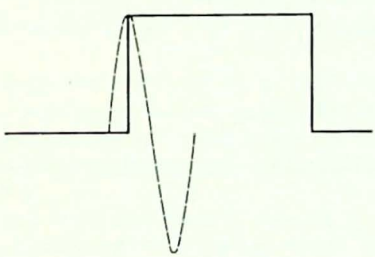


Abb. 1.9-1

mum der Spannung bis zum Minimum der Spannung mit dem Oszilloskop ermittelt und in V_{ss} angegeben. Ebenfalls ist es möglich, eine Zweidiodentastkopf zu benutzen, der sowohl die obere (positive) als auch die untere (negative) Spannungsspitze gleichrichtet und diese gleichgerichtete Spannung auf einem Analog- oder Digitalmeßgerät direkt zur Anzeige bringt. Bleiben wir noch einmal bei der Impulsdefinition. Außer der Impulshöhe, also der Spannung, ist es auch interessant zu wissen, welche Zeiten die einzelnen Spannungssprünge benötigen, um von ihrem unteren bis zu ihrem oberen Spannungswert oder ungekehrt zu gelangen. Diese Anstiegszeit – risetime – oder Abfallzeit – falltime – ist insofern wichtig, als daß hier Rückschlüsse beim Durchlaufen aktiver oder passiver Zwei- oder Vierpole gefunden werden können. Die *Abb. 4.3-9*, Kapitel *4.3* gibt die Definition derartiger Zeitfestlegungen bei einem Rechtecksignal wieder, wobei wir diese Definition selbstverständlich auf alle weiteren Spannungssprünge anwenden können. Als charakteristische Größen sind dort zu erkennen, daß die Anstiegszeit (risetime), kurz r_t benannt, und ebenfalls die abfallende Impulszeit (falltime), kurz f_t benannt, jeweils von 10 % bis 90 % des gesamten Spannungshubes gemessen wird. Es ist wichtig, sich daran zu erinnern. Bleiben wir gleich noch einmal bei den Impulsen und versuchen diese Erscheinung einmal zu analysieren. Ein Impuls besteht aus einem Gemisch von Sinuswellen. Ein symmetrisches Rechtecksignal hat als Sinusspannungen die Sinusgrundwelle der Rechteckfrequenz sowie sämtliche ungeraden Oberwellen, wobei deren Amplitude mit der Ordnungszahl der entsprechenden Oberwelle abnimmt. Durch Addition der einzelnen Oberwellen erhalten wir den rechteckförmigen Verlauf des Sinussignales. Wird das Rechtecksignal differenziert oder integriert, so verschiebt sich im wesentlichen die Phasenlage der Schwingungen zueinander, wodurch sich zeitlich addiert die bekannten Formverzerrungen des Rechtecksignales bei der Differenzierung oder Integrierung ergeben. Wesentlich für uns zu wis-

Abb. 1.9-2



sen ist noch die Tatsache, daß die Anstiegszeit eines Impulses von der Zahl und Amplitude der höchsten Oberwellen abhängt. Je steiler ein Spannungssprung ist, desto mehr Oberwellen sind in ihm enthalten. Um hier überhaupt einmal eine Vorstellung zu erhalten, können wir nach *Abb. 1.9-2* in grober Annäherung sagen, daß dort in der Anstiegsflanke eine Viertelschwingung einer Sinuswelle enthalten ist. Nehmen wir jetzt weiter an, daß die Anstiegszeit eines 10-kHz-Rechtecksignals 10 ns beträgt, so ist der Oberwellengehalt größer als 25 MHz nach dieser überschlägigen Betrachtungsweise, die lediglich der Festlegung des Oberwellenbereiches dienen soll. Eine weitere grobe Abschätzung der Übertragungsbandbreite für ein Rechtecksignal sagt in der Praxis aus, daß ein guter Rechteckcharakter wiedergegeben wird, wenn die Bandbreite des Übertragungsweges mindestens die 100-fache Auflösung der Rechteckfrequenz beinhaltet. Das bedeutet, ein Rechtecksignal von 100 kHz Folgefrequenz benötigt eine Übertragungsbandbreite von mindestens 10 MHz. Aus der Oszilloskoptechnik ist die Definition der Eigenanstiegszeit als

$$f = \frac{T_E}{0{,}35} \; ; \; T\,[\mu s]; f\,[MHz]$$

bekannt. So hat ein-10-MHz Oszilloskop beispielsweise aufgrund seiner Bandbreite – also der Begrenzung der Oberwellen nach höheren Werten hin – eine Anstiegszeit von

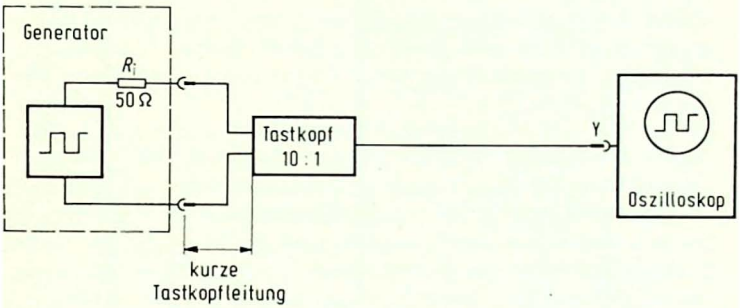
$$T_E = \frac{0{,}35}{10} = 0{,}035\ \mu_s = 35\ ns.$$

Rechnen wir das immer nach obiger Darlegung, so erhalten wir 35 ns ≙ eine Viertelsinusschwingung und damit 140 ns für eine Schwingung, was wiederum einer Bandbreite von 7,14 MHz entspricht. Diese Abweichung von 10 MHz ist im wesentlichen so zu erklären, daß bei dieser Frequenz ein Amplitudenrückgang von -3 dB bereits zu verzeichnen ist.

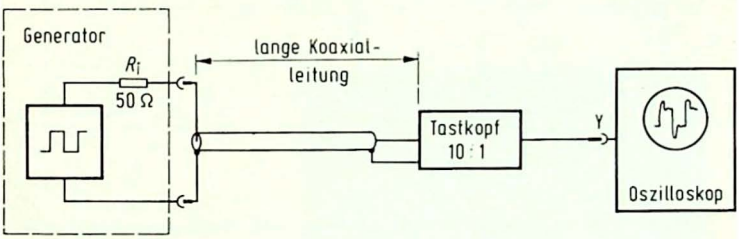
Weshalb beschäftigen wir uns nun so lange mit diesen Impulsfragen? *Das Wissen um den Oberwellengehalt eines Impulses ist so wichtig, weil der Oberwellenanteil im wesentlichen durch den Schaltungs- und Meßaufbau beeinträchtigt wird und das Meßergebnis bestimmt.*

Dazu noch ein Beispiel, dessen Erklärung in einem späteren Kapitel folgt. Nach *Abb. 1.9-3a* wird von einem Rechteckgenerator ein Rechteck-

signal über den Oszilloskopentastkopf in das Oszilloskop eingespeist, es ergibt sich das Kurvenbild 1.9-3a. Jetzt wird eine kurze (50 cm) koaxiale Verbindung – also ein abgeschirmtes Koaxialkabel mit guten Übertragungseigenschaften bis in den GHz-Bereich – benutzt und am Ausgang erscheint das Oszillogramm Abb. *1.9-3b*. Welche Messung ist richtig – worauf können wir uns verlassen? Wieso kann ein 50 cm Koaxialkabel derartige Überschwinger in das Rechtecksignal bringen? Nun, bei nicht vorhandenem Ohmschen Abschluß des Kabels wird dieses durch die Oberwellen des Impulses (Rechtecksignal) angeregt und bildet u. a. mit der Eingangskapazität des Oszilloskopen einen Resonanzkreis, wodurch entsprechendes Überschwingen auftritt. Versuchen wir auch hier gleich einmal die



a Richtige Rechteckwiedergabe bei richtigem Anschluß



b Falsche Rechteckwiedergabe bei fehlenden Abschluß von 50 Ω am Ende der Koax - Leitung

Abb. 1.9-3 a+b

Größenordnung dieser Resonanzfrequenz zu erfassen. Nehmen wir einen in der Praxis leicht vorkommenden Fall eines 1 MHz Rechtecksignales nach *Abb. 1.9-4.* Die gesamte Schwingung beträgt dann

$$T_o = \frac{1}{1 \cdot 10^6} = 1\ \mu s$$

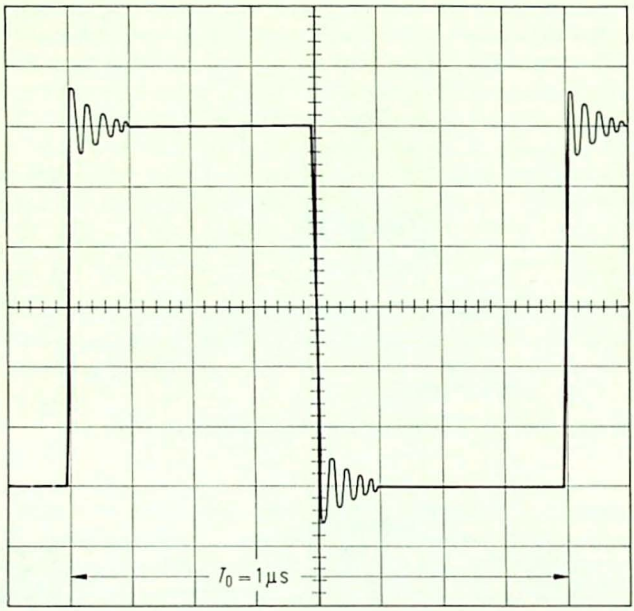


Abb. 1.9-4

Für ein Impulsdach demnach ca. 0,5 µs. (An- und Abstiegszeit berücksichtigt).

Sind auf dem ersten Viertel des Impulsdaches angenommen fünf Sinusschwingungen zu sehen, so bedeutet das eine Frequenz von: fünf vollen Schwingungen innerhalb 0,125 µs, also eine Schwingung beansprucht 0,025 us. Das wiederum entspricht einer Frequenz von 40 MHz! Wir wollen hier

selbstverständlich gleich daran denken, daß die Auswertung dieses Signals nur dann zu einem richtigen Ergebnis führt, wenn das Meßgerät, hier z. B. das Oszilloskop auch eine Bandbreite von mindestens 40 MHz aufweist!

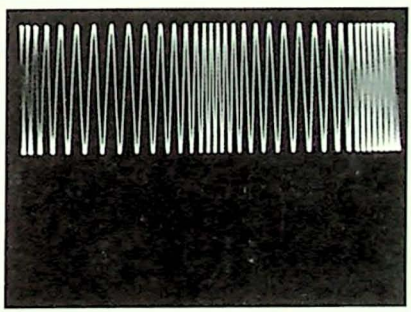
1.10 Frequenzhub, Wobbelhub, Modulationsgrad

Unter Frequenzhub oder Wobbelhub verstehen wir die Frequenzänderung eines Oszillators – gemessen in Hz, KHz oder MHz – die aufgrund des Frequenzmodulationsvorganges durch die Höhe dieser Nf-Steueramplitude erreicht wird. Meßtechnisch ist diese Größe nur durch einen Hubmesser zu erfassen. Hier handelt es sich um einen Phasendiskriminator, dessen demoduliertes Signal als Gleichspannung ein Maß für den Phasen- oder Wobbelhub ist. Eine andere Möglichkeit den Wobbelhub zu erfassen besteht darin, daß am Oszillator ein Frequenzmeßgerät angeschlossen wird und das frequenzändernde Glied – z. B. Kapazitätsdiode – langsam gleichspannungsmäßig durchfahren wird, wobei Anfang- und Endfrequenz festgehalten werden.

Abb. 1.10-1 zeigt das Oszillogramm einer frequenzmodulierten 5,5 MHz Schwingung. Dieses Bild soll noch einmal dem Verständnis einer frequenzmodulierten Schwingung dienen. Rufen wir uns noch einmal in Erinnerung, daß der Frequenzhub (Lautstärke) von der Amplitude der steuernden Nf abhängig ist. Die Häufigkeit pro Zeiteinheit, mit welcher dieser Vorgang erfolgt, entspricht der Nf-Frequenz. Bei der Amplitudenmodulation *Abb. 1.10-2* bestimmt der Modulationsgrad die Lautstärke. Dieser Modulationsgrad m wird bestimmt aus dem Verhältnis

$$m = \frac{N_F}{H_F}.$$

Abb. 1.10-1



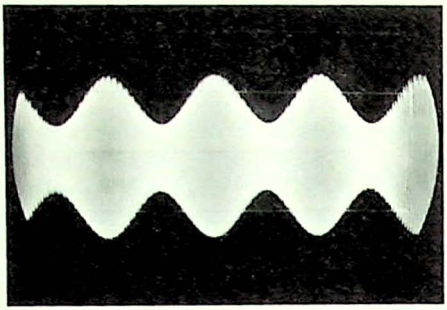


Abb. 1.10-2

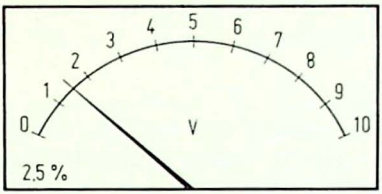
1.11 Toleranzen und ihre Bedeutungen

Ein Vielfachmeßgerät hat die Toleranzangabe 2,5 % SE. Was bedeutet das, wie geht diese Größe in die Rechnung ein, wie setzt sich der Wert zusammen? Viele Fragen auf einmal, sie lassen sich aber leicht beantworten. Fangen wir mit der Zusammensetzung dieses Fehlers an. Wenn es heißt 2,5 % SE, so bedeutet das nichts anderes, als daß am Skalenende – das nämlich heißt SE – ein Meßfehler bis zu ± 2,5 % entstehen kann – nicht muß. Dieser Fehler setzt sich beispielsweise aus der Widerstandstoleranz des jeweilig eingeschalteten Bereichswiderstandes von z. B. ± 1 % sowie aus einer Meßwerkanzeigegenauigkeit von ± 1,5 % zusammen. Folgende Extremfälle einer Anzeigeungenauigkeit sind hier möglich:

Instrument	Meßwiderstand		
	+ 1 %	− 1 %	± 0 %
+ 1,5 % − 1,5 % + 1 % − 1 % ± 0 %	+ 2,5 % − 0,5 % + 2 % ± 0 % + 1 %	+ 0,5 % − 2,5 % ± 0 % − 2 % − 1 %	+ 1,5 % − 1,5 % + 1 % − 1 % ± 0 %
	Anzeigefehler		

Was bedeutet der Fehler jetzt und wie ist er in der Rechnung zu bewerten? *Abb. 1.11-1* zeigt die Skala eines Meßgerätes von 0...10 V.

Abb. 1.11-1



Rechnen wir wieder mit einer Toleranzangabe des Herstellers von ± 2,5 % SE, so bedeutet das folgendes. Am Endausschlag steht der Zeiger auf 10 V. Die tatsächliche Spannung kann dann jedoch 10 V + 2,5 % = 10,25 V oder 10 V – 2,5 % = 9,75 V betragen. Das bedeutet, die Spannung kann um ± 0,25 V von dem angezeigten Wert von 10 V abweichen. Viel kritischer wird diese Betrachtung jetzt an anderen Stellen der Skala.

Die Toleranz von ± 0,25 V gilt jetzt für jeden Meßwert. Bei 5 V Anzeige könnte die tatsächliche Spannung also bis zu 4,75 V oder 5,25 V betragen, das sind jedoch bezogen auf 5 V bereits ± 5 %! Noch schlimmer wird die Fehlerauswertung in den unteren Bereichen. Bei 1 V Anzeige kann die Spannung demnach zwischen 0,75 V und 1,25 V liegen. Das sind jedoch bereits ± 25 %! Anzeigefehler. Hieraus ergibt sich die dringende Notwendigkeit, bei einem Zeigerinstrument möglichst nicht in der ersten Hälfte der Skala aufgrund der dort vorherrschenden Ungenauigkeiten abzulesen.

Anders liegt der Fall z. B. bei Skalen und Zeigern von Generatoren. Wird bei einem Meßsender eine Genauigkeit von ± 1 % angegeben, so bezieht sich dieser Wert auf die jeweils eingestellte Frequenz. Das bedeutet, die Ablesegenauigkeit ist an jeder Stelle der Skala gleich gut.

Änderungen einer Oszillatorfrequenz werden in den meisten Fällen wie folgt definiert. Die Frequenzänderung bezeichnen wir als Δf pro Zeiteinheit, und die Soll- oder Nullfrequenz mit f_o, dann ergibt sich

$$\frac{\Delta f}{f_o} = f.$$

Dafür ein Beispiel:

Ein Oszillator „wandert" innerhalb einer Stunde von $f_0 = 10$ MHz um -2 kHz. Eingesetzt ergibt das eine Oszillatordifferenz von

$$\frac{-\Delta f}{f_0} = \frac{2 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^7} = 2 \cdot 10^{-4}/\text{h}$$

Ein Schwingkreis wird mit einer Alterungsrate von $\pm 5 \cdot 10^{-7}$ und einer Frequenztoleranz von $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ pro °C angegeben. Beträgt die Quarzfrequenz 1 MHz, so bedeutet die tägliche Abweichung $\pm 5 \cdot 10^{-7} \pm 0{,}5$ Hz. Oder die Temperaturänderung der Oszillatorfrequenz ± 5 Hz/°C.

Der Amplitudengang eines Wobblers bei maximalem Hub wird bei einer Ausgangsspannung von 100 mV_{eff} mit ± 1 dB angegeben, nach *Abb. 1.11-2* kann demnach die Spannung zwischen 112 mV und 89 mV liegen.

Für die Ablenkspannung eines Oszillografen wird die Linearität mit $\pm 2\,\%$ angegeben.

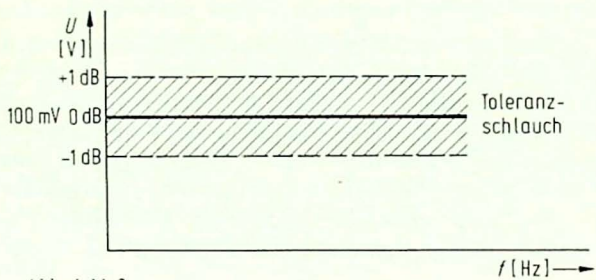


Abb. 1.11-2

Dieser Fehler taucht bereits im Sägezahngenerator auf und beinhaltet die weiteren Fehler des X-Verstärkers und der Anzeigeröhre. Schalten wir auf die Zeit 1 ms/Teil, so kann an beliebiger Stelle der Zeitlinie zusätzlich zu der angegebenen Zeitgenauigkeit der zusätzliche Linearitätsfehler – der wie ein Fehler der Genauigkeit zu behandeln ist – in Höhe von ± 20 µs auftreten.

Bei einem Modulator wird von einer Trägerunterdrückung von 40 dB gesprochen. Das Ausgangssignal hat eine Spannung von 100 mV. Demnach sind in diesem Signal noch Trägerwerte in Höhe von 1 mV enthalten.

Ein Rechteckgenerator hat eine Temperaturkonstanz von $3 \cdot 10^{-4}$ pro Grad Celsius. Das ergibt bei 1 MHz einen Anzeigefehler von ± 300 Hz pro

Grad Celsius, der zusätzlich zu dem vom Hersteller angegebenen Anzeigefehler auftritt. Ein Nf-Generator hat einen Klirrfaktor von $K \leqq 2\,\%$. Das bedeutet, der Oberwellengehalt beträgt in der Amplitude nicht mehr als 2 % der Amplitude der Grundwelle.

1.12 Dezibelmaß

In der Nf- und Hf-Technik werden Verstärkungswerte, oder allgemeine Änderungen eines Spannungspegels von einer festgesetzten Größe oder Bezug in Dezibel (dB) gemessen. Sollten wir einmal in die Verlegenheit kommen, hier spezifisch benötigte Werte auszurechnen, so gilt allgemein bei einem Leistungsvergleich

$$n\,[\mathrm{dB}] = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1}$$

oder für den Spannungsvergleich

$$n\,[\mathrm{dB}] = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1}$$

oder für den Stromvergleich

$$n\,[\mathrm{dB}] = 20 \cdot \log \frac{I_2}{I_1}$$

Eine Übersicht über die wichtigsten Dezibelwerte gibt die untenstehende Tabelle, wobei positive dB-Werte eine Verstärkung gegenüber dem Bezugspunkt 1, z. B. Spannung 1 V, angeben und negative Werte eine entsprechende Abschwächung – Dämpfung – kennzeichnen. Wir merken uns jetzt für den gewählten Bezug 0 dB = 1 V

	+ dB	– dB
± 0 dB	1 V	1 V
1 dB	1,12	0,89
3 dB	1,414	0,7
6 dB	2,0	0,5
10 dB	3,2	0,32
20 dB	10^1	10^{-1}
40 dB	10^2	10^{-2}
60 dB	10^3	10^{-3}
80 dB	10^4	10^{-4}

Die wichtigste Zahl ist für uns zweifellos das –3 dB-Maß. Dieser Wert wird für die Bemessung der oberen und unteren Grenzfrequenz bei aktiven und passiven Zwei- und Vierpolen herangezogen. Oftmals wird für die Vergleichsmessungen das direkte Einschalten einer Abschwächung von 3 dB gewünscht. Für z. B. ein 60 Ω-Leitungssystem zeigt *Abb. 1.12-1* den erforderlichen Aufbau.

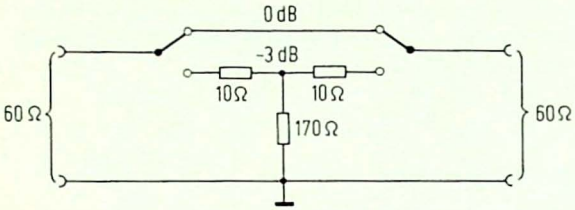


Abb. 1.12-1

2 Allgemeine Meßtechnik

2.1 Prüfen, Messen, Eichen

Bei der ständig fortschreitenden Technik der Elektronik sieht sich der Technikernachwuchs vor eine Vielzahl von Meßaufgaben und deren folgenrichtige Auswertung gestellt. Deshalb sollen hier die richtig angewandte Meßtechnik, die Problematik der Auswertung der Meßergebnisse, die möglichen Fehlerursachen von Messungen und nicht zuletzt die richtige Auswahl der Meßgeräte untersucht werden. Hier wird besonders der junge Techniker angesprochen.
Was versteht man unter Messen?
Wir wollen zunächst die wesentlichen Begriffe Prüfen, Messen und Eichen beschreiben.

2.2 Prüfen

Unter Prüfen verstehen wir allgemeine Untersuchungen auf Funktionsfähigkeiten von Bauteilen oder auch Geräten. Dafür ein paar Beispiele zur Erläuterung: Ein Widerstand wird mit einem Ohmmeter auf Durchgang geprüft. Ein Kondensator läßt sich auf einen Kurzschluß (Durchgang) prüfen. Mit einem Prüfsender wird ein Rundfunkgerät auf seine Empfangsfähigkeit in sämtlichen Bereichen geprüft. Ein Farbbalkengenerator, welcher als Meßgerät klassifiziert sein mag, dient zum Prüfen des Farbfernsehgerätes, indem geprüft (kontrolliert) wird, ob das Farbfernsehgerät in der Lage ist, Farbfernsehbilder zu liefern. Man prüft oder überprüft damit sämtliche Stufen des Farbfernsehgerätes, ohne eine Aussage für die Empfangsqualität zu treffen. Zum Prüfen von Einzelteilen oder ganzen Geräten kann man einfache Prüfgeräte und Prüfmittel verwenden. Führt eine derartige Prüfung zu dem Ergebnis, daß die Funktion des Bauteiles gestört oder ein Gerät defekt ist, so müssen wir grundsätzlich auf eine Messung zurückgreifen.

2.3 Messen

Bei einer Messung stellen wir die vorhandenen Größen von Spannung, Strom oder Leistung eines Bauteiles, einer Baugruppe oder bestimmter

Stufen eines Gerätes fest. Darüberhinaus können durch Messungen andere physikalische Größen, wie Kapazität, Induktivität, Frequenz, Güte als Zahlenwerte ermittelt und ausgewertet werden. Bei einer Messung stellen wir also zahlenmäßig die Werte von physikalischen Einheiten fest, die ihrerseits bei richtiger Größe die Funktion von Stufen oder des ganzen Gerätes sicherstellen. Bei Abweichungen der Meßergebnisse kann auf die Fehlerursache geschlossen werden. Das setzt voraus, daß die Messung frei von Meßfehlern ist und das Meßgerät in seiner Eichung stimmt und nicht zuletzt, daß das Meßgerät in seiner Meßmöglichkeit nicht überfordert wird.

2.4 Eichen

Eichen bedeutet das Festlegen von Meßeinheiten auf der Skala des Meßgerätes, z. B. Spannung, Widerstand, Induktivität oder Frequenz. Das Meßgerät, z. B. ein Hf-Meßsender, wird in seiner Frequenz über einen Quarzgenerator mit entsprechender Genauigkeit geeicht. Ein Spannungsmeßgerät der Güteklasse 2,5 kann über ein Spannungsmeßgerät der Güteklasse 0,5 geeicht werden. Wir haben schon festgestellt, daß bei Untersuchungen in Elektronikkreisen hauptsächlich der Begriff Messen angewandt wird. Dafür noch ein Beispiel. Ein HiFi-Verstärker läßt sich mit einem Tongenerator auf seine Wiedergabemöglichkeiten prüfen. Das hören wir im Lautsprecher. Wollen wir aber den Klirrgrad feststellen, müssen wir messen – wir benötigen ein Meßgerät, die Klirrfaktormeßbrücke. Ein Eichen mit extrem genauer Anforderung an das Meßnormal kommt für unsere Betrachtung hier nicht in Frage. Wir sollten den Begriff Eichen im folgenden so verstehen, daß wir ein vorhandenes Meßgerät in seiner Klassengenauigkeit durch entsprechende Vergleichsmessungen überprüfen und damit eichen. Dieser Vorgang ist sehr wichtig. Häufig genug verläßt man sich auf die Anzeige eines Meßgerätes, wobei dieses bereits weit außerhalb seiner Anzeigetoleranz aufgrund eines Defektes oder einer falschen Bedienung liegt.

3 Spannungs-, Strom-, Widerstandsmessungen

3.1 Das einfache universelle Multimeter

Ein Multimeter, so, wie in dem Foto Abb. 3.1-1 gezeigt, ist immer noch das am häufigsten benutzte Meßgerät, mit dem wir uns einen raschen Überblick über die Daten und den Schaltzustand einer Elektronikschaltung machen können. Das Gerät muß allerdings bestimmte Anforderungen für uns erfüllen. Zählen wir sie einmal auf:

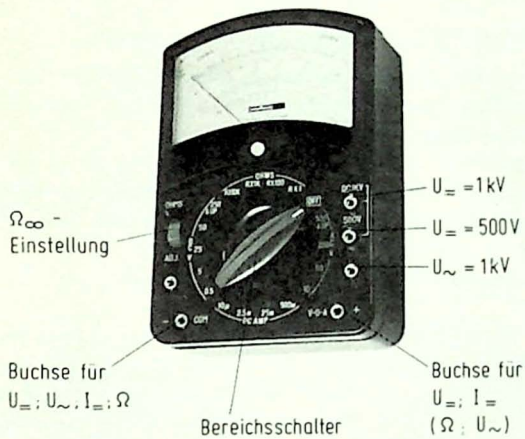


Abb. 3.1-1

Der Innenwiderstand für Gleichspannungen sollte größer als 50 kΩ/Volt sein.
Der kleinste Spannungsmeßbereich soll möglichst unter 1 Volt liegen.
Die Meßgenauigkeit soll besser als 2,5 % sein.

Das Gerät soll Wechselspannungsmessungen beinhalten. Hier ergibt sich meistens ein gegenüber den Gleichspannungsbereichen weitaus kleinerer Innenwiderstand/Volt, das wird akzeptiert.
Das Multimeter soll Widerstandsmessungen möglich machen.
Für Gleichstrommessungen sollen entsprechende Bereiche zur Verfügung stehen.

Typische Daten eines Multimeters sind z. B. folgende Bereiche:

Gleichspannungsbereiche:	0,5; 5; 25; 50; 250; 500 und 1000 Volt.
Innenwiderstand:	R_i = 100 Ω/Volt.
Wechselspannungen:	10; 50; 250; 500 und 1000 Volt.
Innenwiderstand:	R_i = 10 kΩ/Volt.
Gleichströme:	10 µA; 2,5 mA; 25 und 500 mA.
Widerstände:	10 kΩ, 1 MΩ, 10 MΩ; 100 MΩ.

Die Widerstandsmeßbereiche benötigen eine Batterie.

3.1.1 Die Schaltung für Gleichspannungsmessungen

Hier wollen wir uns zuerst einmal den Anschluß des Meßgerätes an das Meßobjekt ansehen. In der Meßpraxis werden wir uns häufig genug mit vier Problemen beschäftigen müssen. Es sind

1. Messungen von Gleichspannungen an niederohmigen Meßobjekten,
2. Messungen von Gleichspannungen an hochohmigen Meßobjekten,
3. Messungen von Gleichspannungen, die wechselspannungsüberlagert sind,
4. Messungen von Hochspannungen.

Zu 1.

Sehen wir uns gleich den Anschluß des Multimeters an einem niederohmigen Generator an. Das ist in Abb. 3.1.1-1 gezeigt. Das Instrument weist einen Innenwiderstand von 100 kΩ/Volt auf. Das sind im 10 Volt-Bereich 10 x 100 kΩ = 1 MΩ. Somit gibt es nach Abb. 3.1.1-2 eine Spannungsteilung der EMK unseres Meßobjektes – das kann z. B. eine 9 Volt Batterie sein. Der in dem Stromkreis fließende Strom erzeugt einen Spannungsabfall am Innenwiderstand – R_i genannt – der Batterie. Diesen Spannungsabfall nennen wir U_{Ri}. Demnach ist nun EMK = U_{Ri} + U_B. Oder die Spannung U_B ist gleich: U_B = EMK – U_{Ri}. Wir können aus der Erfahrung mit der Praxis sagen, daß kein merklicher Meßfehler eintritt, wenn der Unterschied zwischen den Werten R_i und $R_{Instrument}$ größer als 100 ist. Rechnen wir einmal. Die EMK soll 9 Volt betragen. $R_{Instrument}$ ist 1 MΩ groß und R_i jetzt

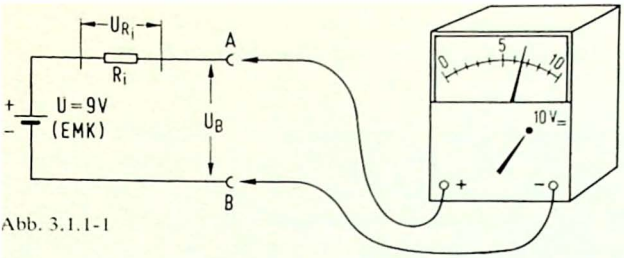
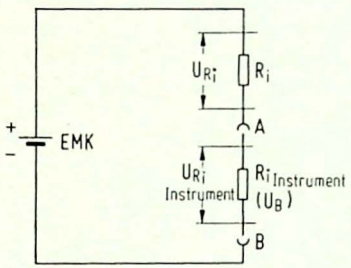


Abb. 3.1.1-1

Abb. 3.1.1-2



$EMK = U_{R_i} + U_{R_i\ Instrument}$

$EMK = U_{R_i} + U_B$

$U_B = EMK - U_{R_i}$

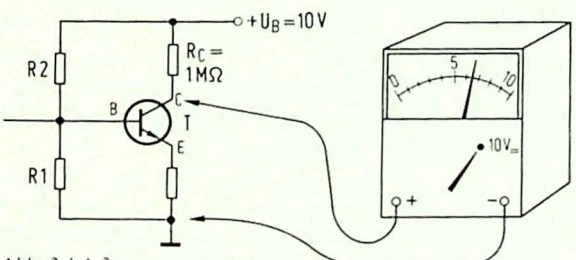


Abb. 3.1.1-3

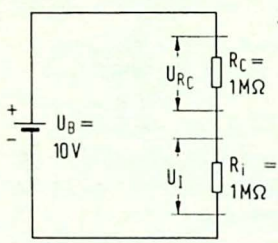
R_i = 100 kΩ / Volt

z. B. 10 kΩ. Dann tritt an dem Innenwiderstand R_i ein Spannungsabfall von 0,089 Volt auf. Die gemessene Spannung ist also nur noch 9 Volt – 0,089 Volt = 8,91 Volt. Das ist noch hinreichend genug für uns.

Zu 2.

Ist der Innenwiderstand der Spannungsquelle noch größer, so wird es kritisch. Abb. 3.1.1-3 zeigt einen Spannungsteiler einer Transistorstufe. Dort ist ein Kollektorwiderstand von 1 MΩ angegeben. Wird der Transistor als Schalter betrieben, so wissen wir, daß die Kollektorspannung U_C im ausgeschalteten Zustand gleich der Betriebsspannung von 10 Volt ist. Es fließt kein Kollektorstrom. Anders wird es, wenn wir die Spannung wirklich messen wollen. Dann ergibt sich ein Spannungsteiler nach Abb. 3.1.1-4. Hier sind die Widerstände R_C und der Instrumentenwiderstand gleich groß. Jeder hat einen Wert von 1 MΩ. Folglich teilt sich auch die Spannung je zur Hälfte auf. Das Instrument zeigt also nur noch 5 Volt an! Ohne angeschlossenes Instrument sind jedoch 10 Volt vorhanden!!

Abb. 3.1.1-4



Je kleiner das Verhältnis beider Widerstände zueinander wird, je größer wird der Meßfehler. Das kann dazu führen, daß eine Spannung von einem Multimeter überhaupt nicht mehr angezeigt wird. Batterien oder Spannungsquellen allgemein haben meistens einen so geringen Innenwiderstand, daß wir ihn vernachlässigen können. Messen wir jedoch Spannungen in Elektronikschaltungen an Widerständen, so ist Vorsicht geboten. Hier sind Fehlmessungen leicht möglich.

Zu 3.

Messungen von Gleichspannungen, die wechselspannungsüberlagert sind. Ein derartiger Fall ist in Abb. 3.1.1-5 gezeigt. Hier handelt es sich um einen Sender, dessen Frequenz im UKW-Bereich z. B. 100 MHz betragen kann. Messen können wir mit dem Multimeter hier lediglich die Spannung

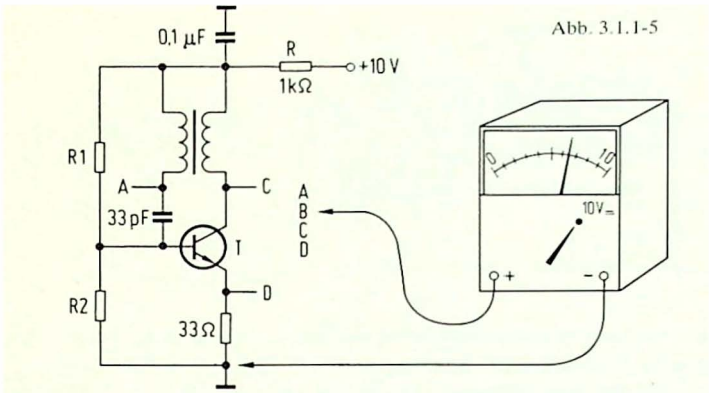


Abb. 3.1.1-5

an dem Punkt E der Schaltung. Die Punkte A – B – C – D führen zwar alle eine Gleichspannung, jedoch ebenfalls die 100 MHz Hochfrequenzspannung. Wird jetzt einer dieser Meßpunkte mit der Meßleitung des Multimeters angetastet, so ändert sich durch die kapazitive und induktive (Länge der Meßleitung) Änderung des Oszillators seine Schwingfrequenz. Das kann dazu führen, daß die Gleichspannungswerte weit gegenüber der tatsächlichen Größe abweichen. Es kann sogar so weit kommen, daß der Oszillator so stark belastet wird, daß er nicht mehr schwingt. Daraus ergeben sich wieder völlig andere Meßwerte. Eine Abhilfe ist nach Abb. 3.1.1-6 möglich. Hier wird von einem Entkopplungswiderstand Gebrauch gemacht, der direkt und unmittelbar – evtl. nur 5 mm Leitungslänge – auf der einen Seite an den gewünschten Oszillatormeßpunkt der Abb. 3.1.1-5 herangeführt werden muß. Der Wert dieses Widerstandes soll größer als 10 kΩ sein. Ein solcher von 100 kΩ oder sogar 1 MΩ ist eine gute Lösung. Wir müssen hier jedoch bei dem einfachen Multimeter daran denken, daß durch ein Vorschalten eines Widerstandes gemäß der Abb. 3.1.1-4 der Meßbereich korrigiert werden muß. Messen wir im 10 Volt Bereich mit einem Meßgeräteinnenwiderstand von 1 MΩ und wählen R in Abb. 3.1.1-6 mit ebenfalls 1 MΩ, so wird der Meßbereich verdoppelt. Aus dem 10 Volt Meßbereich ist ein 20 Volt Meßbereich geworden. Bei einer Spannung von 10 Volt steht der Zeiger dann auf 5 Volt.

Ein derartiger Vorwiderstand bietet übrigens dem Meßgerät einen ausgezeichneten Schutz gegen Überlastungen. Es ist lediglich wichtig zu wis-

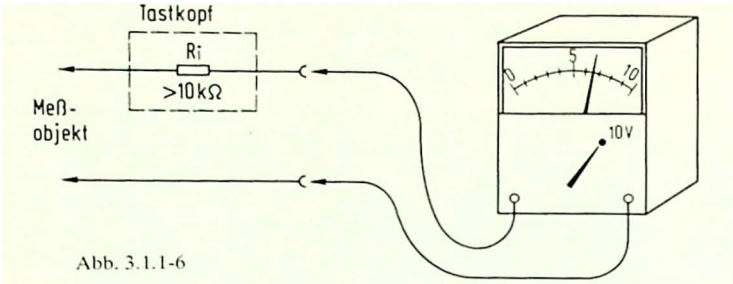


Abb. 3.1.1-6

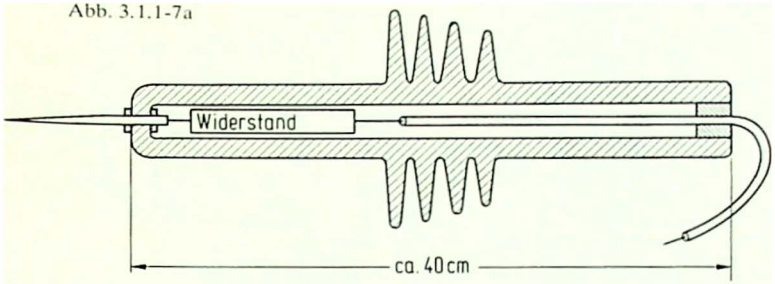
sen, wie groß wir ihn gewählt haben und wie weit er das Meßergebnis – den gewählten Meßbereich – beeinflußt. Ein derartiger Widerstand läßt sich leicht in einem Kugelschreibergehäuse unterbringen. Dadurch erhalten wir einen sehr gut einsetzbaren Tastkopf.

Zu 4.

Messungen von Hochspannungen. Hier gilt eine ähnliche Überlegung, wie wir sie eben mit dem Tastkopf angestellt haben. Nicht unerwähnt soll bleiben, daß Hochspannungsmessungen nur mit äußerster Vorsicht unter Beachtung aller Sicherheitsvorschriften geschehen sollten. An die Ausführungsform des Tastkopfes werden erhöhte Anforderungen gestellt. Besonders im Hinblick auf seine Baulänge. Eine besondere Länge ist erforderlich, damit die Hochspannung nicht außerhalb des Tastkopfes überschlägt. Derartige Hochspannungstastköpfe sind deshalb häufig bis zu 30 cm lang. Ebenso die Widerstände in dem Tastkopf.

Die Abb. 3.1.1-7a vermittelt uns einen schematischen Überblick über einen derartigen Tastkopf. Das Foto Abb. 3.1.1-7 b zeigt einen Hochspannungstastkopf. Auffällig ist der Funkenüberschlagschutz als Rippen vor dem Handgriff. Die Größe des Hochspannungsvorwiderstandes richtet sich nach dem Innenwiderstand des jeweils eingeschalteten Meßbereiches. Wählen wir z. B. bei einem 100 kΩ/Volt Meßgerät den 100 Volt Bereich, so ist sein Eingangswiderstand 100 kΩ + 100 = 10 MΩ groß. Wie aus der Abb. 3.1.1-4 zu ersehen, muß der Schutzwiderstand z. B. für eine 10 000 Volt Bereichserweiterung einen Wert von 990 MΩ aufweisen. Häufig können wir uns auch mit einer Schaltung nach Abb. 3.1.1-8 helfen. Ein Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R_V und R wird so dimensio-

Abb. 3.1.1-7a



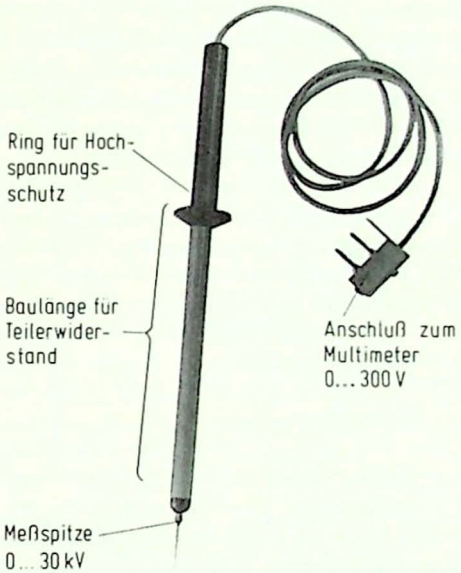


Abb. 3.1.1-7b

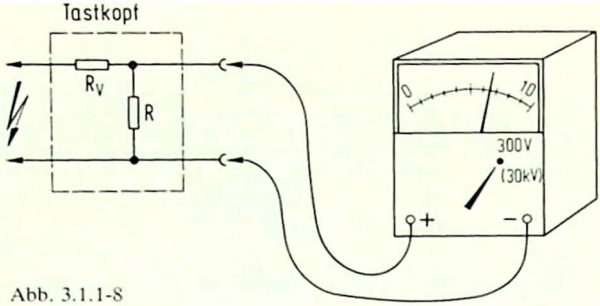


Abb. 3.1.1-8

niert, daß der Widerstand R eine Größe von ca. 10 kΩ erhält. Das hat den Vorteil, daß der Widerstand R_V nicht zu hochohmig wird (Preis). Und vor allen Dingen, daß das Meßgerät mit seinen unterschiedlichen Bereichswiderständen nicht mehr so stark in die Messung eingeht. Dieses wird noch geringer, wenn der Widerstand R noch kleiner, z. B. 1 kΩ groß, gewählt wird. Nachteilig ist hier die stärkere Belastung (Strom) für das Meßobjekt. Der Widerstand R kann sehr gut als Einstellwiderstand (Potentiometer) ausgebildet werden, so daß hier sogar die Ungenauigkeiten eines Widerstandes R_V eingeeicht werden können.

Nachdem wir den Anschluß bei einer Gleichspannungsmessung jetzt kennengelernt haben, soll uns noch einmal die Schaltung eines Multimeters interessieren. Diese Schaltung eines 50 kΩ/Volt Multimeters ist in Abb. 3.1.1-9 gezeigt. Bevor wir uns nun weiter mit der genaueren Betrachtung des Multimeters beschäftigen, sehen wir uns eine kurze Erläuterung zu der Abb. 3.1.1-9 an. Dieses Instrument hat folgende Daten:

Gleichspannungen:	3 – 12 – 60 – 300 – 600 – 1200 Volt
	R_i = 50 kΩ/Volt
Wechselspannungen:	6 – 30 – 120 – 300 – 1200 Volt
	R_i = 15 kΩ/Volt
Gleichströme:	30 µA – 6 mA – 60 mA – 600 mA
Widerstände:	100 Ω – 10 kΩ – 100 kΩ – 1 MΩ.

Hier haben wir es mit einem empfindlichen Meßwerk von sogar 16 µA Endausschlag zu tun. Auch hier wird ein Schutz über zwei antiparallel geschaltete Dioden vorgenommen. Das sehr empfindliche Meßwerk gewährleistet einen hochohmigen Eingang. Dadurch ist in den einzelnen Meßbereichen aufgrund der hochohmigen Meßwiderstände eine weitgehende

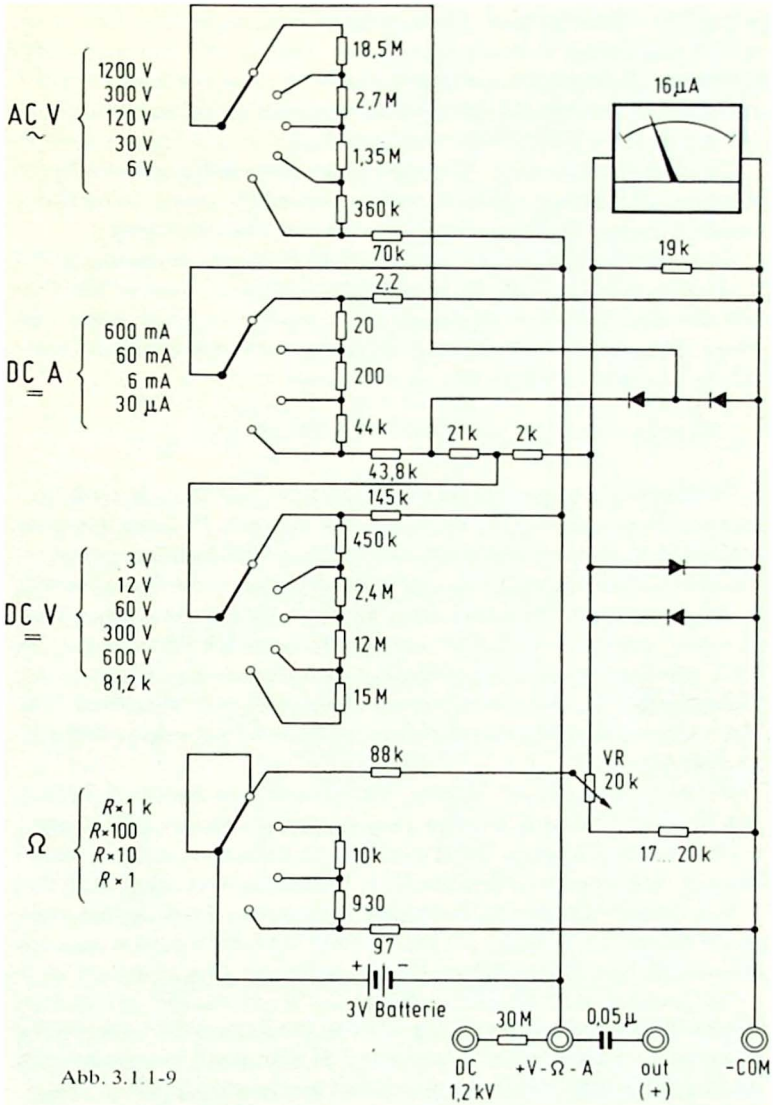

AC V ~
1200 V
300 V
120 V
30 V
6 V
18,5 M
2,7 M
1,35 M
360 k
70k
16µA
19k
2,2
DC A ⎓
600 mA
60 mA
6 mA
30 µA
20
200
44 k
21k
2k
43,8k
145k
DC V ⎓
3 V
12 V
60 V
300 V
600 V
81,2 k
450 k
2,4 M
12 M
15 M
88k
VR
20 k
17...20 k
Ω
R×1 k
R×100
R×10
R×1
10k
930
97
+
−
3V Batterie
30 M
0,05 µ
DC
1,2 kV
+V - Ω - A
out
(+)
-COM

Abb. 3.1.1-9

Strombegrenzung – Überlastungsschutz – möglich. Eine gesonderte Meßbuchse DC 1,2 kV gestattet Gleichspannungsmessungen bis 1200 V. Die Ausführung erfolgt in den meisten Fällen deshalb über eine zusätzliche Buchse, da die elektrischen Eigenschaften der internen Verdrahtung und des Schalters derartig hohe erforderliche Isoliereigenschaften nicht aufweisen.

Der zusätzlich über einen Kondensator getrennte Eingang ist für Wechselspannungsmessungen gedacht, wenn im Einzelfalle diese Wechselspannungen mit einer Gleichspannungskomponente überlagert sind.

Interessant ist jetzt die Detailschaltung für die Spannungsmessung. Wir sehen sie in Abb. 3.1.1-10. Sie besteht im wesentlichen aus dem Meßwerk z. B. mit den Daten $R_i = 2\ k\Omega$ und dem Strom für den Endausschlag von 50 µA. Rechnen wir die Spannung aus, die für den Endausschlag erforderlich ist, so ergibt sich diese zu $U = I \cdot R$, also

$$U = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{3} = 100 \cdot 10^{-3} = 100\ mV.$$

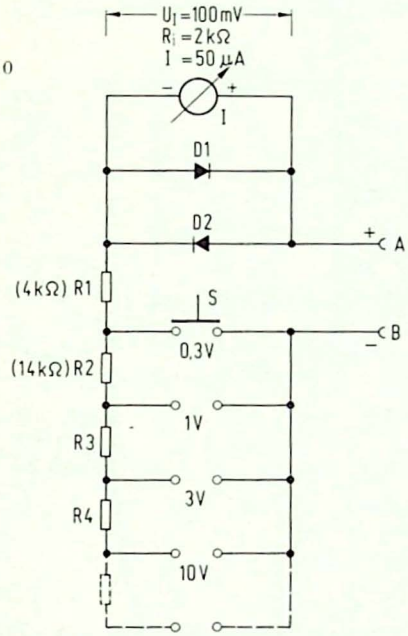
Parallel zu dem Meßwerk sind zwei Dioden D 1 und D 2 antiparallel geschaltet. Es handelt sich um Siliziumdioden mit einer Durchlaßspannung von ca. 0,6 V. Dadurch wird das Meßwerk gegen Überlastungen geschützt. Einerlei, wie die Meßspannung gepolt ist, wird eine Diode immer leitend bei einer Spannung, die größer ist als 0,6 V. Das Meßwerk mit dem Endausschlag von 0,1 V (100 mV) verträgt die sechsfache Überlastung bis 0,6 V. Die Strombegrenzung erfolgt dann bei zu hoher Spannung über den Teilwiderstand R_1, der den untersten Meßbereich (0,3 V) einstellt. Die Abb. 3.1.1-10 zeigt Bereichsmöglichkeiten bis 10 V. Angedeutet sind weitere Bereiche.

Die Widerstände $R_1 ... R_4$ lassen sich leicht errechnen. Bei dem 0,3 V Bereich müssen 0,2 V an R_1 abfallen. Es liegen 100 mV für den Endausschlag des Meßwerkes zugrunde. So ist es einfach zu übersehen, daß der Widerstand R_1 den doppelten Wert von $R_i = 2\ k\Omega$ haben muß, also 4 kΩ. Der 1-Volt-Bereich erfordert für den Spannungsabfall des Vorwiderstandes einen Wert von 0,9 V. Also 9 x 2 kΩ = 18 kΩ. Berücksichtigen müssen wir hier, daß R_1 bereits mit 4 kΩ vorliegt, so daß R_2 nur noch 18 kΩ – 4 kΩ = 14 kΩ groß sein muß. Ähnlich errechnet sich R_3 und R_4. Bei dem hier gewählten Beispiel erhalten wir einen Innenwiderstand von $R_i = 20\ k\Omega/V$. Es waren im 1-Volt-Bereich $R_i + R_1 + R_2 = 20\ k\Omega$. Dieses als Beispiel eines doch recht niederohmigen Meßgerätes, das eine Spannungsquelle entsprechend stark belastet, woraus sich Fehlmessungen ergeben. An der oben ge-

zeigten Rechnung ändert sich jedoch nichts, wenn Instrumente mit höherem Innenwiderstand betrachtet werden. Also solche mit höherer Empfindlichkeit.

Aus der Anordnung des Stufenbereichsschalters ist auch zu erkennen, daß der Eingangswiderstand sich von Bereich zu Bereich ändert. Das führt bei hochohmigen Spannungsquellen zu unterschiedlichen Spannungsanzeigen in den einzelnen Bereichen.

Abb. 3.1.1-10



3.1.2 Die Schaltung für Wechselspannungsmessungen

Diese unterscheidet sich nicht sehr von der Schaltung nach Abb. 3.1.1-10. Wir sehen sie uns gleich einmal in der Abb. 3.1.2-1 an. Im einfachsten Falle ist dort eine Gleichrichterdiode D eingeschaltet, welche die Gleichrichtung der zu messenden Wechselspannung vornimmt. Wichtig ist zu wissen, daß

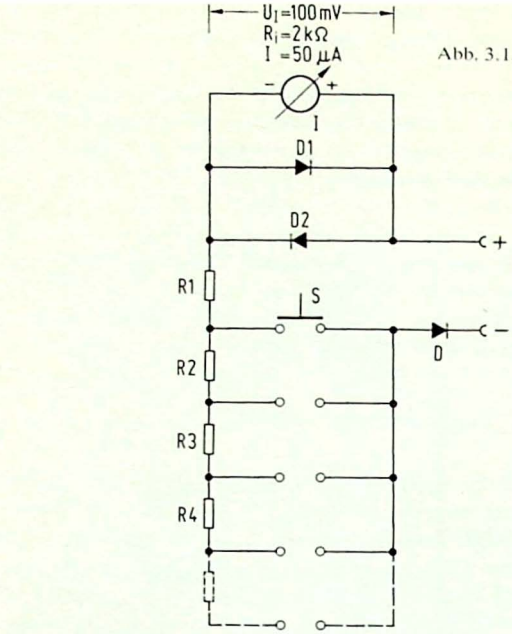


Abb. 3.1.2-1

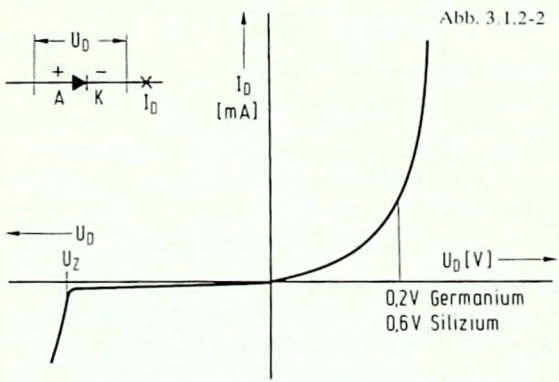


Abb. 3.1.2-2

die Diode in dieser Schaltung eine Sperrspannung aufweisen muß, die mindestens der Spitzenspannung der Wechselspannung des höchsten Meßbereiches entspricht. So wird auch oft eine Schaltung benutzt, in welcher zunächst die Wechselspannung über den Bereichsteiler mit zwei Widerständen aufgeteilt wird, worauf dann bei dieser kleinen Spannung erst die eigentliche Gleichrichtung erfolgt. Wichtig ist auch zu wissen, daß die Diode aufgrund ihrer gekrümmten Kennlinie (siehe dazu auch Abb. 3.1.2-2) eine unlineare Anzeige auf der Skala der Wechselspannungsbereiche ergibt. So ist es häufig zu beobachten, daß die untersten Bereiche, z. B. der 1-Volt- und 3-Volt-Bereich, Sonderskalen aufweisen. Hieran denken wir beim Ablesen.

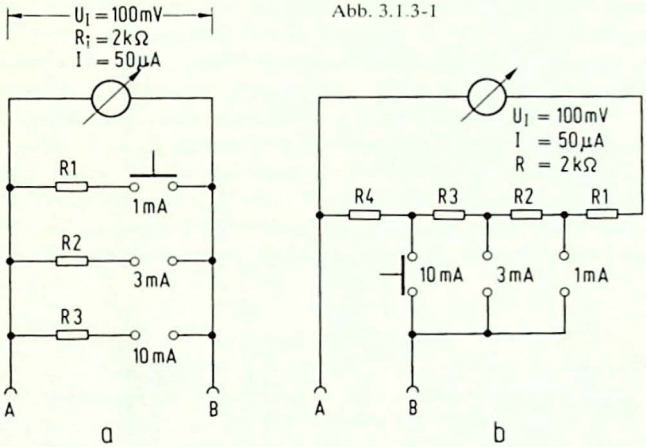


Abb. 3.1.3-1

3.1.3 Die Schaltung für Gleichstrommessungen

Die Grundschaltungen können wir in Abb. 3.1.3-1a und b erkennen. Vergleichen wir beide Schaltungen miteinander so erkennen wir, daß in jedem Fall parallel zum Meßwerk ein Widerstand geschaltet ist, an dem der nicht benötigte Strom „vorbeifließt". Das ist etwas anschaulicher in Abb. 3.1.3-2 noch einmal dargestellt. Der Widerstand R – auch Shunt (Schönnt gesprochen) genannt – wird so berechnet, daß er für den gewählten Bereich eben

nur die 0,05 A (50 µA) für das Meßwerk „übrigläßt". Durch ihn fließt also die Differenz zu 10 mA, also 9,55 mA. Das rechnet sich übrigens sehr leicht nach $R = \frac{U}{I}$. Demnach ist bei 100 µV Instrumentenendausschlag

$$R = \frac{0{,}1\ V}{9{,}55 \cdot 10^{-3}} = 10{,}47\ k\Omega$$

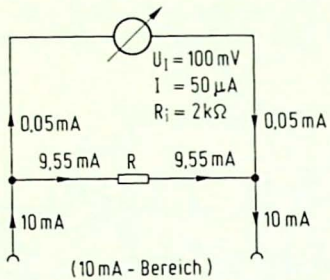


Abb. 3.1.3-2

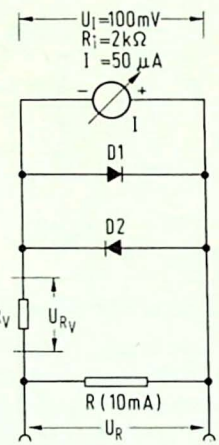


Abb. 3.1.3-3

$$U_R = U_{R_V} + U_I$$

Jetzt verstehen wir auch leichter die Schaltung nach Abb. 3.1.3-1a und b. In der Schaltung a) ist zu erkennen, daß für jeden Strombereich ein getrennter Bereichswiderstand eingeschaltet wird. In der Schaltung b) dagegen ist ein Kettenteiler angeordnet, dessen Abgriffe die Strombereiche bilden. Die Schaltung b) hat in den meisten Fällen gegenüber der in a) gezeigten Schaltung einen Vorteil. Bei der Schaltung lt. Abb. 3.1.3-1a ist je nach Schalterausführung nicht immer gewährleistet, daß beim Umschaltvorgang mindestens einer der beiden Teilerwiderstände parallel liegt. So kann es vorkommen, daß während des Umschaltens der volle Strom an dem Meßwerk liegt. Das vermeidet die Schaltung in der Abb. 3.1.3-1b. Hier ist der Teiler immer parallel zum Meßwerk geschaltet.

Nach Abb. 3.1.3-3 kann das Meßwerk weitgehend geschützt werden. Die beiden Dioden D_1 und D_2 begrenzen wieder die maximale Spannung auf 0,6 Volt. Der Vorwiderstand R_V bestimmt die Größe des Begrenzungsstromes. Wir müssen ihn allerdings relativ klein wählen, $\approx$ 500 Ω...1 kΩ, da sonst der Spannungsabfall $U_R = U_{RV} + U_i$ zu groß wird. Bei bestimmten Strommessungen schleichen sich so leicht Meßfehler ein.

Diese Meßfehler wollen wir jetzt behandeln. Wir haben eben kennengelernt, daß bei der Strommessung ein unvermeidlicher Spannungsabfall an dem Shuntwiderstand abfällt. Dieser Spannungsabfall ist mindestens so groß wie die für den Endausschlag des Meßwerkes erforderliche Spannung. Er wird noch größer, wenn die Schutzschaltung nach Abb. 3.1.3-3 benutzt wird.

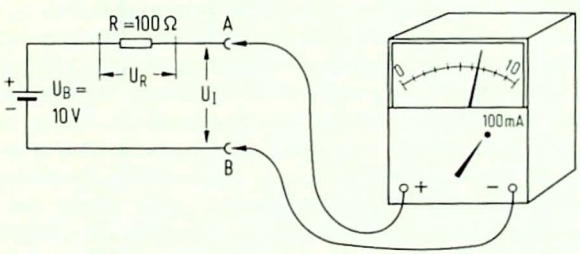


Abb. 3.1.3-4

Das ist noch einmal in Abb. 3.1.3-4 gezeigt. Nach dieser Schaltung können wir mit einer Spannung von z. B. 200 mV für den Endausschlag rechnen. Nun ergibt sich folgender Meßfehler. Nach Abb. 3.1.3-4 erhalten wir

ohne angeschlossenes Instrument, also bei direkter Verbindung der Klemmen A und B einen Strom von

$$I = \frac{U}{R}; \qquad I = \frac{10\ V}{100\ \Omega} = 100\ mA.$$

Wird das Instrument jetzt allerdings eingeschaltet, so liegt an dem Widerstand R nicht mehr die Spannung U_B von 10 V, sondern sie ist jetzt um 0,2 V niedriger. Danach errechnet sich der angezeigte Strom zu

$$I = \frac{9{,}8\ V}{100\ \Omega} = 98\ mA.$$

Also werden hier 2 mA zu wenig angezeigt. Merken wir uns: Ein eingeschaltetes Strommeßgerät verbraucht zur Anzeige eine Spannung. Dadurch sinkt der Strom im Meßkreis. Je größer diese Spannung ist, umso höher wird der Meßfehler.

3.1.4 Die Schaltung für Widerstandsmessungen

Wird ein Widerstand gemessen, so wird er in einen Stromkreis eingefügt. Der Strom erzeugt an dem Widerstand einen Spannungsabfall, der von dem Meßgerät gemessen wird. Die so erhaltene Meßspannung erfordert eine Sonderskala auf dem Instrument, die im Gegensatz zur Gleichspannungsskala nicht linear ist. Diese doch etwas besonderen Bedingungen lassen sich anhand der Schaltung *Abb. 3.1.4-1a* jedoch leicht erklären. Wir können erkennen, daß diese Schaltung mit der eines Spannungsteilers nach *Abb. 3.1.4-1b* identisch ist. Der sich ergebende Skalenverlauf zu einer linearen Skala 1 bis 10 ist in *Abb. 3.1.4-1c* gezeigt. Die Punkte 0 Ohm, 10 Ohm und ∞ Ohm erhalten wir durch einfaches Überlegen. Wir wählen den 10 Ohm-Bereich, dabei ist der Bereichswiderstand R_B dann ebenfalls 10 Ohm groß. Der 1-kΩ-Meßbereich benötigt einen Bereichswiderstand R_B von 1 kΩ und so fort.

Wir nehmen jetzt zunächst den Wert ∞ Ohm. Dabei wird kein Widerstand R_X an die Klemmen A und B der Abb. 3.1.4-1a angeschlossen. In dem Falle liegt die volle Batteriespannung U_B = 1,5 Volt an den Klemmen

A und B und damit auch an dem Meßwerk. Die Batteriespannung wird mit dem Widerstand R für das Meßwerk so eingestellt, daß der Zeiger auf der Skalenstelle ∞ steht. Das Meßwerk ist sehr hochohmig und beeinflußt den Meßvorgang nicht. Bei einem elektronischen Multimeter z. B. wird lediglich der Eingangswiderstand eines Feldeffektvoltmeters maßgebend. Der liegt bei z. B. 1000 MΩ (1 GΩ).

Der zweite Punkt, die Skalenmitte, läßt sich auch schnell ermitteln. In diesem Falle ist der Eingangswiderstand genau so groß wie der Bereichswiderstand. Demnach teilt sich die Batteriespannung nach Abb. 3.1.4-1b auch zu gleichen Teilen über beide Widerstände auf. Dem Meßwerk steht also nur noch die Hälfte der Spannung zu Verfügung, wodurch der Zeigeranschlag auch nur halb so groß ist – also Skalenmitte.

Zuletzt befassen wir uns mit dem Wert für 0 Ohm. Hier sind in Abb. 3.1.4-1a die beiden Anschlüsse A und B kurzgeschlossen. Die volle Batteriespannung liegt über dem Widerstand R_B. Das Instrument ist über die Klemmen A und B kurzgeschlossen. Es erhält keine Anzeigespannung. Der Zeiger steht auf 0 Ohm.

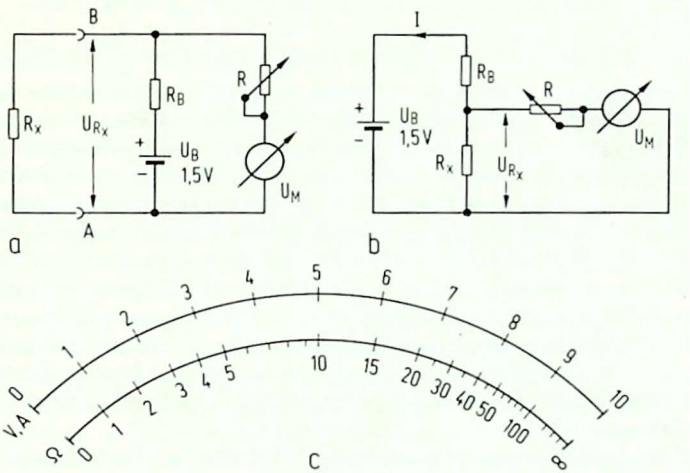


Abb. 3.1.4-1 a-c

Sämtliche Zwischenwerte lassen sich leicht nach der Gleichung

$$U_M = \frac{U \cdot R_X}{R_B + R_X}$$

errechnen. Darin ist U_M die lineare Anzeige 0...10 des Meßwerkes, also die momentane Meßwerk- oder Anzeigespannung je nach der Höhe des Wertes von R_X. Die Spannung U ist die maximale Anzeigespannung des Meßwerkes (Endausschlag). Die Bezeichnungen R_B und R_X entnehmen wir der Abb. 3.1.4-1b.

Dafür ein Beispiel. Ein 100 Ω-Widerstand wird in dem 1 kΩ-Meßbereich gemessen. Nehmen wir an, das Instrument benötigt 1 V für den Vollausschlag. Dann ist die Spannung

$$U_M = \frac{1\ V \cdot 100\ \Omega}{1000\ \Omega + 100\ \Omega} = \frac{100\ \Omega \cdot V}{1100\ \Omega} = 0{,}091\ V.$$

Der Zeiger steht bei einer Skala von 0...10 also knapp unter 1. So läßt sich jeder weitere Widerstand ermitteln.

3.1.5 Die Grenzen der Meßtechnik mit dem einfachen Multimeter

Betrachten wir zunächst die Gleichspannungsmessung. Hier finden wir einmal die Grenze der Genauigkeit des Instrumentes, der Bereiche, der Belastung durch das Meßgerät und der Überlastsicherheit des Meßgerätes. Die Genauigkeit ist für uns ausreichend mit dem Wert von 2,5 % SE. Die Erklärung für den Begriff SE haben wir bereits in dem Kapitel 1.11 gefunden. Genauere Messungen werden in der einfachen Elektronikpraxis nicht verlangt. Zeigermeßinstrumente mit einer Genauigkeit bis zu 0,5 % SE kosten teilweise über das Zehnfache eines einfachen Multimeters. Die Meßbereiche eines handelsüblichen Multimeters sind für uns ebenfalls ausreichend, besonders, wenn wir an die Transistortechnik denken. Eine Spannung von 100 mV läßt sich noch gut ablesen im untersten Bereich. Ebenso können Spannungen bis 1000 V noch ermittelt werden. Damit kommen wir auf jeden Fall aus.

Bei den Gleichströmen erhalten wir ein ähnlich befriedigendes Ergebnis. Die in unserer Praxis vorkommenden Ströme können wir messen. Wollen wir jedoch den Ladestrom eines Autoakkus messen, dann sind wir schon

am Ende. Das Vielfachmeßgerät mißt oft nur bis 500 mA. Im Falle des Autoakkus muß ein dafür geeignetes Spezialmeßgerät benutzt werden – das gehört wiederum nicht zu dem Bereich unserer Elektronik. Die Wechselspannungsmeßbereiche setzen uns allerdings oft Grenzen, die ein Universalmultimeter nicht überschreiten kann. Einmal lassen sich mit einfachen Mitteln Wechselspannungen, die kleiner als 1 V sind, schwierig anzeigen. Auch ist bei der Anzeige der Frequenz oft bei 1000 Hz bereits eine Grenze gesetzt. Wer hier genauer messen will, muß bei der Anschaffung des Gerätes sehr viel mehr ausgeben.

Wir müssen auch die Grenzen der Meßmöglichkeit durch die Größe des Innenwiderstandes des Meßwerkes erkennen können. Der Innenwiderstand läßt bei hochohmigen Meßobjekten Meßverfälschungen zu. Wir müssen lernen, das zu erkennen, um so die Möglichkeiten je nach Meßobjekt selbst ermitteln zu können.

Auch das Thema „Überlastsicherheit" gehört hierher. Für alle Meßarten gilt, daß eine dreifache Überlastung meistens ohne Schaden von dem Meßgerät ausgehalten wird. Geht man darüber hinaus, ist oft ein neues Meßgerät fällig. Durch einen falsch eingeschalteten Meßbereich ist auch das Meßobjekt gefährdet.

Weitere Grenzen des einfachen Multimeters sind noch gegeben durch folgende Meßfehler, die möglich sein können. Das Meßwerk ist von den Daten her z. B. mit einer Genauigkeit von ± 1,2 % SE ausgelegt. Die Bedeutung dieser Bezeichnung wurde weiter vorn behandelt. Wissen sollten wir jedoch, daß dieser Fehler im wesentlichen durch die Unlinearität des Magnetfeldes an einzelnen Stellen der Skala unterschiedlich auftreten kann. Demnach ist es möglich, daß zu Anfang der Skala – im ersten Teil des Skalenverlaufes – 0,5 % erreicht werden, im mittleren Teil 1,2 % und in der Nähe des Endausschlages z. B. 0,8 %. Wie wir sehen, können diese Fehler in der Ungenauigkeit an verschiedenen Stellen der Skala mit unterschiedlichen Werten aufwarten.

Anders ist es bei der Beurteilung der Datengenauigkeit, die durch die Meßwiderstände gegeben wird. Diese Toleranz von z. B. 1 % bei einem Meßwiderstand ist konstant für sämtliche Zeigerausschläge. Bedenken wollen wir noch: Wenn ein Meßwiderstand eine Toleranzangabe von 1 % erhält, so muß seine Toleranz nicht unbedingt 1 % sein. Der tatsächliche Wert kann zwischen 0 bis ± 1 % liegen. Wie die Summe dieser Fehler zu beurteilen ist, wird nachstehend noch beschrieben. Bleibt für jetzt noch hinzuzufügen, daß bei einer Ohmmessung mit dem entsprechenden Ein-

steller (siehe Abb. 3.1.1-9 und 3.1.4-1) der Entladezustand der Batterie vor jeder Messung angeglichen werden muß. Daß wir am Eingang des Meßgerätes bei einer Ohmmessung keine zusätzliche Spannung anlegen dürfen, ist verständlich. Eine Überlastung der Bereichswiderstände und des Meßwerkes wären die Folge. Die gleiche Vorsicht gilt bei Strommessungen. Auch hier ist die Schaltung gegen Überlastungen nur wenig geschützt und das Meßwerk leicht zerstört.

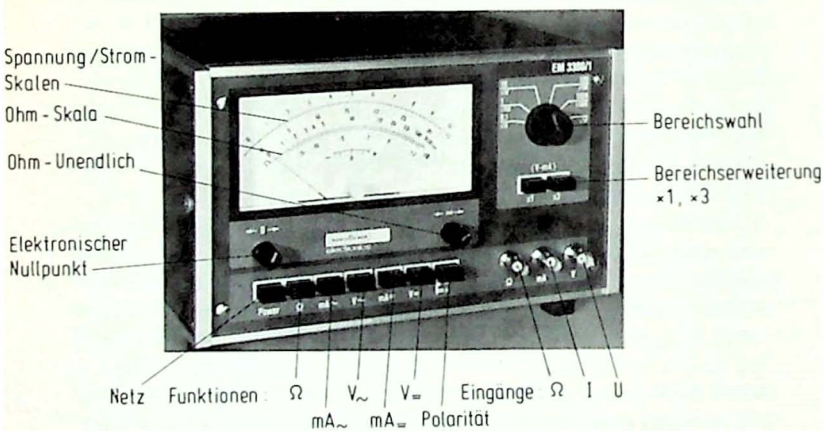
Auch im Hinblick auf weitere Betrachtungen sei hier noch etwas über die Meßgenauigkeit ausgesagt. Sie setzt sich einmal zusammen aus der Genauigkeit des Meßwerkes – besser der Linearität des Meßwerkes – und weiterhin aus der Genauigkeit der verwendeten Meßwiderstände. Bei elektronischen Multimetern spielt auch noch die Genauigkeit des Verstärkers – oder auch hier besser gesagt die Linearität des Verstärkers – eine Rolle. Diese Fehler addieren sich. Werden z. B. ein sehr gutes Meßwerk mit einer Linearität von 1,5 % SE sowie ein Spannungsteiler, bestehend aus zwei Meßwiderständen, mit einer Genauigkeit von je 1 % benutzt, so kann im Extremfall die Anzeigegenauigkeit betragen:

± 1,5 % SE ± 1 % (Widerstand 1) ± 1 % (Widerstand 2).

Daraus resultiert ein Extremwert der Meßungenauigkeit von

± 1,5 % SE zuzüglich ± 2 % vom Meßwert = ± 3,5 %.

Abb. 3.2-1



3.2 Das elektronische universelle Multimeter

Das Aussehen eines elektronischen Multimeters zeigt uns die Abb. 3.2.1. Genau genommen ist ein elektronisches Multimeter nichts anderes als ein einfaches Multimeter, bei dem das Anzeigeinstrument über einen elektronischen Verstärker gespeist wird. Das zeigt das Prinzipbild Abb. 3.2-2. Wir können erkennen, daß bei dem einfachen Multimeter und dem elektronischen Multimeter die Schaltung der Bereiche gleich ist. Lediglich vor dem Meßwerk ist bei dem elektronischen Multimeter der Verstärker geschaltet.

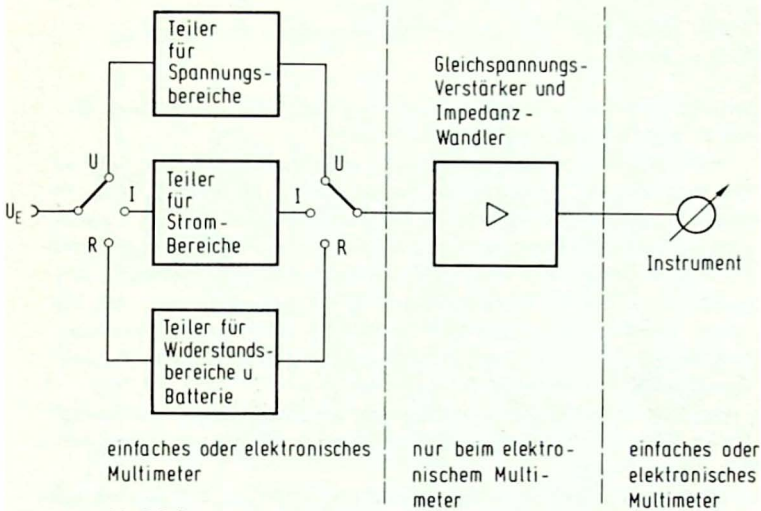


Abb. 3.2-2

3.2.1 Die Schaltung des Gleichspannungsverstärkers

Dieser Verstärker kann sehr einfach aufgebaut sein, wie es die Abb. 3.2.1-1 zeigt. In einer einfachen Brückenschaltung sind zwei Feldeffekttransistoren aufgebaut. Ist die Eingangsspannung U_E, die von dem jeweiligen Meßteiler gebildet wird, 0 V, so ist die Spannung zwischen den beiden Source-Elektroden der Transistoren T_1 und T_2 ebenfalls 0 V. Das Instrument I zeigt keinen Wert an. Ist durch Ungleichheit der beiden Transistoren dennoch

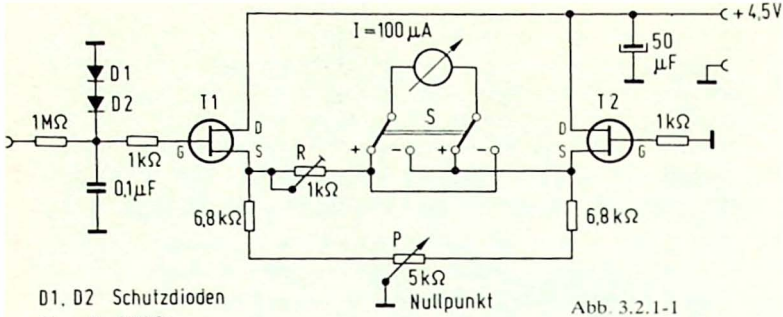


Abb. 3.2.1-1

eine Fehlspannung zwischen S T_1 und S T_2 aufgetreten, so kann dieses über den Nullpunktregler P ausgeglichen werden.

Wenn jetzt die Spannung U_E langsam steigt (Meßspannung), so steigt an dem Sourcefolger T_1 ebenfalls die Spannung an der Elektrode S. Dadurch zeigt jetzt auch das Instrument an. Die Empfindlichkeit für den Endausschlag – Genauigkeit der Anzeige – wird über den Einsteller R geregelt. Durch einen Umschalter werden oft verschiedene Einstellwiderstände eingeschaltet, so daß auf diese Weise sowohl der Spannungs-, als auch der Strom- und der Widerstandsbereich geeicht werden können. Diese Schaltung ist auch sehr sicher gegen Überlastungen. Das wird durch die R-C-Kombination am Eingang von T_1 erreicht.

Der Schalter S dient dazu, die Polarität des Meßwerkes umzuschalten. Dadurch kann die Eingangsspannung beliebig gepolt sein, die Anzeige erfolgt immer richtig.

Einen etwas aufwendigen Verstärker zeigt die Abb. 3.2.1-2. Hier werden vier Transistoren benutzt. Die Eichwiderstände, mit denen der Zeiger bei richtig angelegter Spannung auf Endausschlag gestellt wird, für die einzelnen Meßarten sind ebenfalls zu erkennen. Die Transistoren T_1 und T_4 erfüllen die gleiche Aufgabe wie in Abb. 3.2.1-1. Sie dienen dazu, für das Meßsignal einen hochohmigen Eingang (T_1) zu schaffen. Die Transistoren T_2 und T_3 üben zusätzlich eine verstärkende Wirkung aus. So können dann auch kleine Gleichspannungen von z. B. 10 mV voll als Endausschlag für das Meßwerk wirksam werden. Die übrigen Einsteller sind in ihrer Funktion mit der Abb. 3.2.1-1 identisch. Lediglich zwischen den beiden Emittern der Transistoren T_2 und T_3 ist noch ein Einsteller zu erkennen. Hiermit

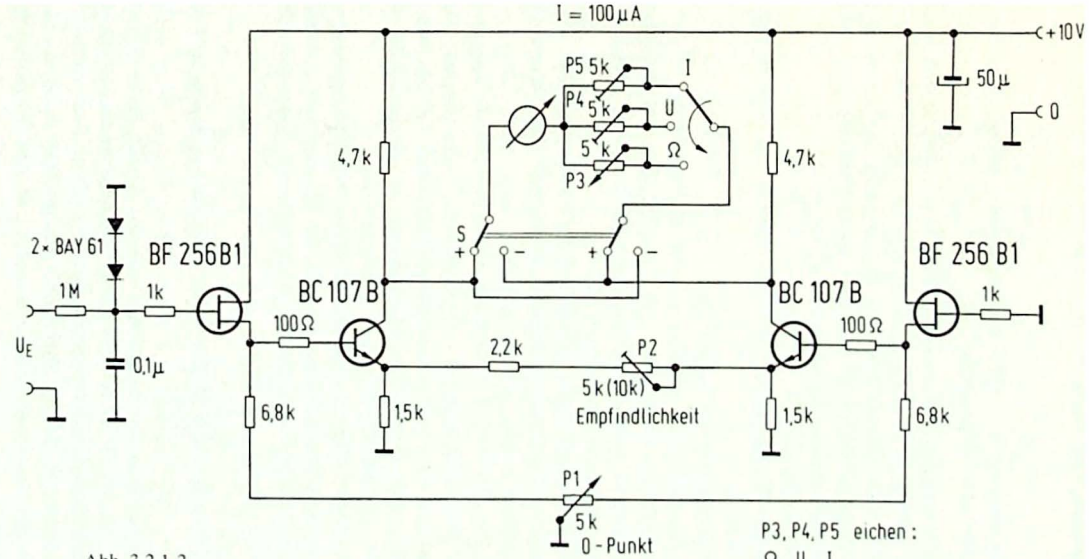

I = 100 µA
+10 V
0
50 µ
P5 5k
P4 5k
5 k
P3
I
U
Ω
4,7 k
4,7 k
S
+
−
+
−
2 × BAY 61
BF 256 B1
BF 256 B1
1 M
1k
1k
BC 107 B
BC 107 B
100 Ω
100 Ω
U_E
0,1µ
2,2 k
P2
5 k (10k)
Empfindlichkeit
6,8 k
1,5 k
1,5 k
6,8 k
P1
5 k
0 - Punkt
P3, P4, P5 eichen :
Ω U I
S : nur für U und I

Abb. 3.2.1-2

wird die Grundempfindlichkeit – Verstärkung – des Brückenverstärkers eingestellt.

3.2.2 Wie messen wir Gleichspannungen, Wechselspannungen, Gleichströme und Widerstände?

Wir hatten zu Anfang schon erklärt, daß ein elektronisches Multimeter sich von einem einfachen Vielfachmeßgerät nur durch den Verstärker unterscheidet. Demnach sind die Ohmschen Eingangsteiler für Spannung, Strom und Widerstand mit denen des einfachen Multimeters identisch. Die Vorteile eines elektronischen Multimeters sind nun

- Bessere Genauigkeit, z. B. 1,5 % SE.
- Hochohmiger Eingangsteiler, z. B. 50 MΩ, der für alle Meßbereiche konstant bleibt.
- Besserer Schutz gegen Überlastungen.
- Größere Empfindlichkeit (kleinere Spannungsbereiche).
- Erweiterte Frequenzbereiche, z. B. bis 100 kHz, bei Wechselspannungsmessungen, wenn das Multimeter zusätzlich einen elektronischen Wechselspannungsverstärker aufweist.

Zum besseren Verständnis, weshalb sich der Eingangswiderstand je nach Bereich bei dem einfachen Multimeter ändert und bei einem elektronischen Multimeter konstant bleibt, sehen wir uns die Abb. 3.2.2-1 a und b noch einmal an. Die Abb. 3.2.2-1 a zeigt einen Teiler für die Spannungsbereiche eines einfachen Multimeters. Die Abb. 3.2.2-1 b hingegen weist einen Spannungsteiler für ein elektronisches Multimeter auf. Im zweiten Fall erkennen wir, daß unser Meßobjekt immer mit dem gleichen Widerstand – der Summe aller Teilerwiderstände – belastet wird.

Zusammenfassend können wir sagen, daß ein elektronisches Multimeter, auch häufig Transistorvoltmeter genannt, die gleichen Meßarten aufweist wie das einfache Multimeter. Es mißt lediglich genauer und weist erweiterte Meßbereiche auf.

3.2.3 Die Grenzen der Meßtechnik mit dem elektronischen Multimeter

Im wesentlichen sind hier die gleichen Themen aktuell, wie bereits in dem Kapitel 3.1.5 beschrieben. Bei den Gleichspannungsmessungen haben wir erkannt, daß der Eingangswiderstand meistens größer als 10 MΩ ist. Typische Werte sind z. B. 30 MΩ...100 MΩ. Auch hier sind – zwar sehr selten in der Elektronik – der Messung Grenzen gesetzt. Es gibt wenig Meßobjekte,

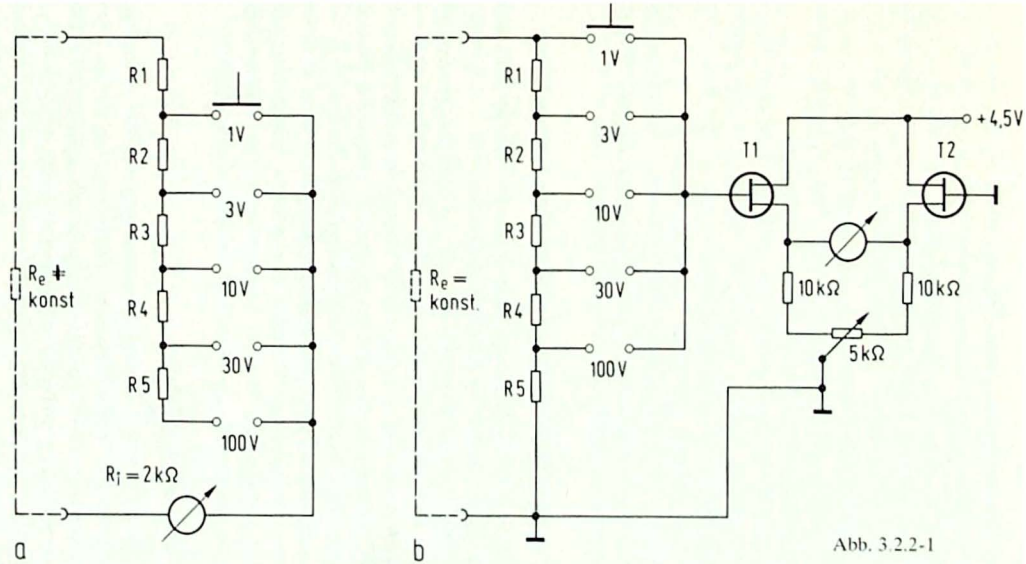

R1
R2
R3
R4
R5
1V
3V
10V
30V
100V
Re ≠ konst
Ri = 2kΩ
a
Re = konst.
T1
T2
+4,5V
10kΩ
10kΩ
5kΩ
b

Abb. 3.2.2-1

bei denen ein derartig hoher Widerstand noch einen Einfluß auf das Ergebnis hat.

Bei den Wechselspannungsmessungen müssen wir uns mit der oberen und unteren Grenzfrequenz befassen. Die untere Grenzfrequenz – f_u – liegt bei 20 Hz. Die obere Grenzfrequenz finden wir zwischen 50 kHz bis 100 kHz. Der kleinste Widerstandswert, den wir noch ablesen können, liegt bei 1 Ω. Der höchste Wert ist oft mit 500 MΩ festzustellen. Ein elektronisches Multimeter läßt auf dem Gebiet der Elektronik kaum einen Wunsch offen. Die Grenzen finden wir allerdings in Laboratorien, wenn Geräte höherer Genauigkeitsklassen benötigt werden.

Natürlich müssen wir erkennen, daß spezielle Meßmethoden hiermit nicht erfaßt werden können. So z. B. die Messung von Hochspannungen oder die Messung von Hochfrequenzspannungen. Die Kapazität eines Kondensators läßt sich ebenfalls so nicht ermitteln.

Zum Schluß: Für den Hobbyelektroniker ist das elektronische Multimeter in einfachster Ausführung ein höchst präzises Gerät, mit welchem er allen Problemen der Hobbyelektronik auf die Spur kommt.

3.3 Wir messen Sonderformen elektrischer Spannungen

Auch in der Hobbyelektronik werden viele Sonderformen von Spannungen gemessen. Dabei wollen wir gleich herausstellen: Die Sonderform einer Gleichspannung gibt es nicht. Ändert sich eine Gleichspannung auch nur geringfügig, so ist es eine Wechselspannung. Ist eine Gleichspannung von einer Wechselspannung, z. B. aus einem Netzteil, brummüberlagert, so ist auch dieses bereits eine Sonderform, die in der Elektronik Berücksichtigung finden muß. In der Wechselspannungsmeßtechnik wollen wir dann von der Sonderform einer Spannung sprechen, wenn diese nicht mehr sinusförmigen Charakter hat. Berücksichtigen wollen wir aber auch, daß die Wechselspannungsmeßtechnik zu Sonderformen der Meßmethoden gelangt, wenn es sich z. B. um Hochfrequenzspannungen handelt.

3.3.1 Tonspannungen (Nf)

Bei der Messung von Tonfrequenzspannungen, die das Frequenzgebiet zwischen 20 Hz bis 20 kHz umfassen, beziehen wir uns auf die Sinusform, so, wie sie von einem Tonfrequenz-Sinusgenerator geliefert wird. Die Messung dieser Spannung, soweit sie von einem Multimeter erfaßt wird, benutzen wir, um z. B. die Verstärkung einer Tonfrequenzstufe oder eines Tonfrequenzverstärkers zu ermitteln. Dabei wird das Verhältnis der Ausgangs-

spannung zu der Eingangsspannung als Spannungsverstärkungsfaktor benutzt. Also

$$V_U = \frac{U_A}{U_E}$$

Häufig genug ist es sehr schwierig, die Eingangsspannung zu messen, da diese oft im Millivoltbereich bei einigen Millivolt liegt. Hier hilft uns ein kleiner Vorverstärker nach Abb. 3.3.1-1. Der Transistor T_1 – ein Feldeffekttransistor – dient als Impedanzwandler, um einen hochohmigen Eingang für den Verstärker zu erhalten. Dieses ist wichtig, da wir vermeiden wollen, daß unser Meßobjekt zu stark belastet wird, wodurch sich zwangsläufig Fehlmessungen ergeben können. Die eigentliche Verstärkerstufe ist in Abb. 3.3.1-1 der Transistor T_2. Der Verstärker weist mit dem Transistor T_2 gesamt eine 100fache Verstärkung auf. Das gibt uns die Möglichkeit, am Ausgang von T_3 bei einer Eingangsspannung von 10 mV an T_1 eine Ausgangsspannung von 1 V zu erhalten. Da der Transistor T_3 ebenso wie der Transistor T_1 als Impedanzwandler geschaltet ist, haben wir den zusätzli-

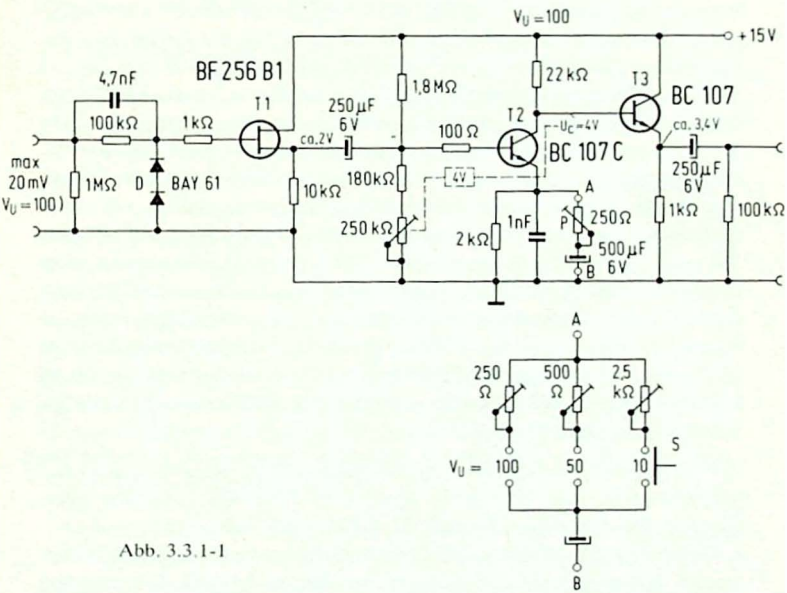


Abb. 3.3.1-1

chen Vorteil, daß die Ausgangsspannung gegen Brummeinstreuungen sehr unempfindlich ist, wenn längere Meßleitungen benutzt werden. Dazu gleich noch ein paar Angaben. Der Eingangswiderstand der Schaltung beträgt 1 MΩ. Die Eingangskapazität ist etwas vom Aufbau der Bauteile bis zum Gateanschluß des Transistors T_1 abhängig und wird zwischen 20 pF...50 pF liegen. Wir wollen darauf achten, daß eine versehentlich zu hoch gewählte Spannung am Eingang den Transistor T_1 zerstört. Die Schutzschaltung am Eingang, die aus der Diode D und einer R-C-Kombination besteht, gewährleistet eine Überlastsicherung bis ca. 50 V. Der Ausgangswiderstand der Schaltung liegt bei 220 Ω. Die maximal unverzerrte Ausgangsspannung ist ca. 2 V_{eff} groß, so daß die auswertbare Spannung am Eingang bei einem Verstärkungsfaktor von 100 nicht größer als 20 mV sein darf.

Jetzt wollen wir uns noch einmal mit dem Verstärkungsfaktor befassen. Das Potentiometer P in der Schaltung nach Abb. 3.3. stellt diesen Verstärkungsfaktor ein. Durch Änderung des Widerstandswertes von P wird die Gegenkopplung der Verstärkerstufe eingestellt und damit der Grad der Verstärkung dieser Stufe. Das läßt sich am einfachsten so bewerkstelligen, daß eine (genaue!) Spannung von z. B. 10 mV/1 kHz an den Eingang des Verstärkers gelegt wird und mit einem (genauen) Meßgerät am Ausgang mit P der 100fache Wert, also z. B. 1 V, eingestellt wird. In diesem Zusammenhang soll noch einmal auf den getrennten Schaltungsauszug der Abb. 3.3.1-1 hingewiesen werden. Dort ist der Emitterzweig des Transistors T_2 zwischen den Anschlußpunkten A und B gesondert herausgezeichnet. Mit dem Schalter S ist es so möglich, den Verstärker auf drei verschiedene Verstärkungsfaktoren einzustellen. Dadurch haben wir die Möglichkeit, nach Abb. 3.3.1-2 den Verstärker der Abb. 3.3.1-1 in seiner Verstärkung um drei Stufen oder je nach Bedarf um weitere Stufen zu erweitern. Hiermit sind wir in der Wechselspannungsmeßtechnik sehr flexibel geworden, da gerade das Messen sehr kleiner Wechselspannungen erhebliche Schwierigkeiten verursacht. Übrigens läßt sich dieser Verstärker auch sehr gut vor ein Oszilloskop schalten, wobei dann der Verstärkungsfaktor des Oszilloskops entsprechend vergrößert wird.

Noch ein paar Worte zu dem Frequenzgebiet des Verstärkers. Die untere Grenzfrequenz liegt bei 20 Hz. Die obere Grenzfrequenz weit über 100 kHz. Somit wird der Bereich der Nf-Technik voll erfaßt.

Oft stören bei diesen empfindlichen Spannungsmessungen hochfrequente Einstrahlungen des Ortssenders oder es machen sich sonstige

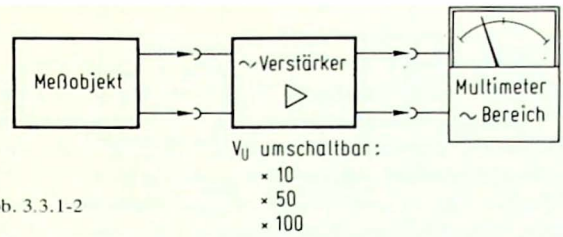


Abb. 3.3.1-2

Raumstörungen bemerkbar. Dem ist durch einen Tiefpaß nach Abb. 3.3.1-3 beizukommen. Der Widerstand R beträgt 10 kΩ und der Kondensator C hat einen Wert von 1 nF. Dadurch verringert sich die Bandbreite der gesamten Meßanordnung auf ca. 13 kHz. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß der 10 kΩ Widerstand mit dem 1 MΩ Eingangswiderstand des Verstärkers einen Spannungsteiler bildet. So entsteht ein Meßfehler von 1 %, der jedoch vernachlässigt werden kann. Ebenso ist die Frequenzgrenze von 13 kHz für uns noch ausreichend.

3.3.2 Hochfrequente Spannungen (Hf)

Hochfrequenzspannungen können wir dann sinnvoll messen, wenn uns ein einfaches elektronisches Multimeter zur Verfügung steht. Hierbei kommt es besonders auf den hochohmigen Eingang des Meßinstrumentes von z. B. 10 MΩ oder größer an, sowie auf einen kleinen Gleichspannungsbereich von z. B. 0,3 V oder noch kleiner. Dann ist auch die Messung einer Hochfrequenzspannung, soweit sie in den Bereich der Hobbyelektronik fällt, nicht mehr schwierig. Nach Abb. 3.3.2-1 a wird ein Hf-Gleichrichtertastkopf aufgebaut. Das entsprechende Foto zeigt die Abb. 3.3.2-1 b. Dabei ist es wichtig, daß die stark eingezeichneten Leitungen so kurz wie möglich gehalten werden. Hier stört jeder Millimeter Länge, der nicht erforderlich ist. Je kürzer die Leitungen ausgeführt werden, je höher ist die Grenzfrequenz, die wir noch messen können. Rechnen wir damit, daß die betreffenden Leitungen als Summe aller Längen kleiner als 15 mm sind, dann können wir mit Sicherheit bis in das UKW-Gebiet (100 MHz) messen. Also die Bauteile so kurz wie möglich anlöten.

Bedingt durch den Gleichrichtereffekt der Anordnung, hier ist besonders die unlineare Kennlinie der Dioden gemeint, erhalten wir ebenfalls eine unlineare Kennlinie der Anzeige. Deshalb müssen wir die Anordnung eichen.

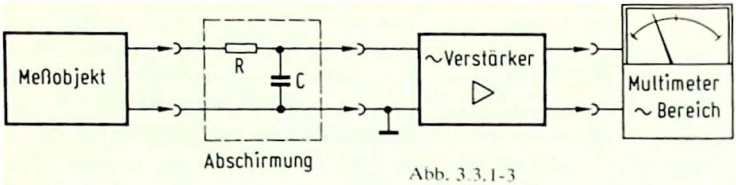
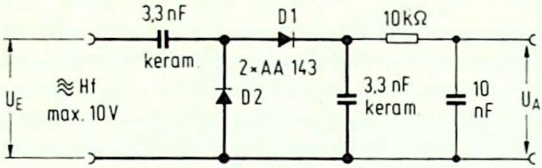


Abb. 3.3.1-3



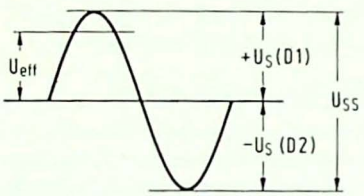


Abb. 3.3.2-1a

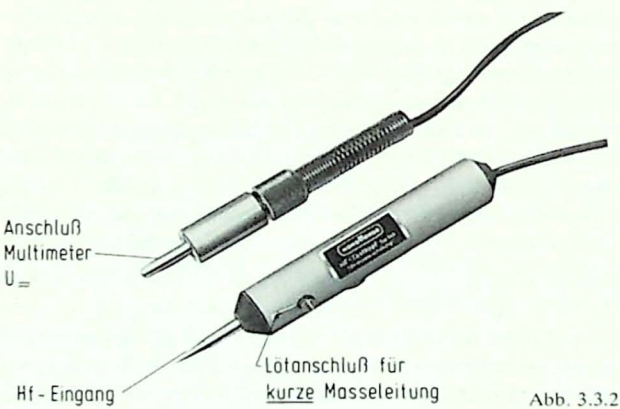


Abb. 3.3.2-1b

Das ist aber nicht schwierig, wenn wir die Anordnung nach Abb. 3.3.1-2 mit dem eben besprochenen Zusatz nehmen. Die Abb. 3.3.2-2 zeigt uns das Ganze noch einmal. Ein einfacher Sinusgenerator wird auf eine möglichst hohe Frequenz eingestellt, also z. B. 15 kHz oder größer. Das Instrument I_1 zeigt die Spannung zwischen den Klemmen A und B an, die über den Ausgangsspannungsregler des Sinusgenerators langsam von 0 mV bis 20 mV geregelt wird. Dabei wird in Tabellenform die angezeigte Spannung des Instrumentes I_2 aufgenommen. Bei Spannungen, die größer als 20 mV sind, wird die Verstärkung von 100 umgeschaltet auf 50. Ebenfalls wird die Stellung: x 10 benutzt, wenn die Ausgangsspannung des Verstärkers 2 V_{eff} übersteigt. Den Grund hierfür hatten wir bei der Erklärung des Verstärkers besprochen. Selbstverständlich kann für die Instrumente I_1 und I_2 das gleiche genommen werden. Dann müssen wir allerdings bei jeder Messung umschalten. Die so gewonnenen Skalenwerte können wir als Sonderskala der Skala des Instrumentes I_2 hinzufügen.

Der auf diese Weise geeichte Tastkopf bildet in Verbindung mit dem Multimeter I_2 ein hochwertiges Hf-Instrument. Hinzuzufügen ist noch, daß es sich bei der Schaltung nach Abb. 3.3.2-1 um eine Spannungsverdopplerschaltung handelt, die den Vorteil hat, daß einmal eine größere Gleichspannung zur Verfügung steht und zum anderen auch verzerrte Hf-Spannungen recht genau angezeigt werden. Die Spannungsverdopplerschaltung ist so zu verstehen, daß z. B. bei einer Eingangsspannung von 20 mV_{eff} am Ausgang des Hf-Tastkopfes für die Anzeige des Multimeters eine Gleichspannung von

$$U_A = 20\ mV_{eff} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = 56{,}6\ mV$$

zur Verfügung steht. Somit haben wir auch die Möglichkeit erhalten, Hochfrequenzspannungen, die in der Rundfunk- und Fernsehtechnik auftreten, messen zu können.

3.3.3 Impulsspannungen

Wollen wir Impulsspannungen messen, so ist das ebenfalls mit dem Tastkopf nach Abb. 3.3.2-1 und der Anordnung nach Abb. 3.3.2-2 möglich. Lediglich folgende Änderungen sind zu berücksichtigen. Die drei Kondensatoren im Tastkopf nach Abb. 3.3.2-1 werden in ihrem Wert erhöht. Wir wählen sie mit je 0,1 µF. Die Dioden D_1 und D_2 sind so auszusuchen, daß die höchstzulässige Sperrspannung der Diode nicht überschritten wird. Sollen also Impulsspannungen von 100 V_{ss} oder mehr gemessen werden, so müssen entsprechend hoch sperrende Siliziumdioden eingesetzt werden.

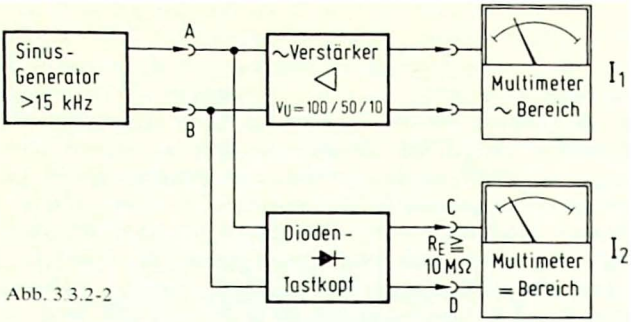


Abb. 3.3.2-2

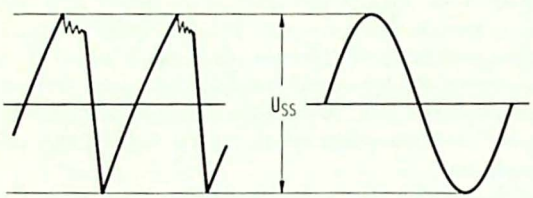


Abb. 3.3.3-1

Die Sperrspannung einer Diode muß mindestens 1,5 x höchste Spitzenspannung betragen.

Zur Eichung nach Abb. 3.3.2-2 bleibt noch folgendes nachzutragen. In der Abb. 3.3.3-1 wird für eine beliebige Form einer Impulsspannung immer der Wert der negativen und positiven Spitze herangezogen. Das gleiche zeigt die Abb. auch für die Sinusspannung. Demnach müssen wir nach Abb. 3.3.2-2 das Eichen unter Berücksichtigung der Beziehung

$U_{ss} = 2 \times U_s$ oder $U_{ss} = 2 \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2}$

vornehmen. Das bedeutet, wie weiter vorn schon ausgeführt wurde, wenn zwischen den Klemmen A und B des Generators z. B. eine Spannung von 1 V_{eff} liegt, dann ist die Gleichspannung an den Klemmen C und D

$$U_{ss} = 1\ V_{eff} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = \underline{2,82\ V.}$$

Das ist ebenfalls in eine Sonderskala aufzunehmen. Noch ein sehr nützlicher Hinweis. Mit diesem Tastkopf bei der Messung von Impulsspannungen haben wir die Möglichkeit erhalten, Spannungsformen in ihrem Wert zu bestimmen, was sonst nur einem teuren Oszilloskopen vorbehalten bleibt. Bei einem Oszilloskop wird die Impulsform eines Meßsignales betrachtet und ihr Spannungswert. Eben diesen Spannungswert können wir mit diesem Diodentastkopf und einem Multimeter exakt ermitteln und ablesen.

3.3.4 Hochspannungen

Über Hochspannungsmessungen haben wir uns bereits in dem Kapitel 3.1.1 unterhalten. Zum weiteren Verständnis dient noch einmal die Abb. 3.1.1-7.

– Wichtig ist, daß Hochspannungen und ihre Messungen lebensgefährlich sind, wenn die Sicherheitsvorschriften nicht beachtet werden oder die Meßapparatur nicht in Ordnung ist.

Für den Hobbyelektroniker sind Hochspannungsmessungen äußerst selten. Soll z. B. in einem Fernsehgerät die Anodenspannung der Bildröhre gemessen werden, so wird beim ausgeschalteten Fernsehgerät der Hochspannungstastkopf fest angeschlossen und dann das Gerät eingeschaltet. Auch das ist eine Sicherheitsvorschrift.

4 Das einfache Oszilloskop

4.1 Eine Einführung in die Meßtechnik

Mit seinen universellen Meßmöglichkeiten ist der Elektronenstrahloszillograf – oder neuerdings Oszilloskop – das verbreitetste und interessanteste elektronische Meßgerät. Das ist auch schon an seinen Einsatzgebieten zu erkennen, die von der Medizin über das gesamte Gebiet der Elektronik reichen und auch auf vielen anderen Sektoren zu finden sind. Auch in der Hobbyelektronik wird das einfache Oszilloskop immer mehr erforderlich.

Um ein Oszilloskop im Hinblick auf seine Anwendungsmöglichkeit voll ausnutzen zu können, muß ein genügendes Funktionswissen über dieses wichtige Meßgerät vorausgesetzt werden.

Wir wollen uns deshalb an dieser Stelle mit den grundlegenden Funktionsprinzipien eines Oszilloskopes beschäftigen, bevor wir die Meßpraxis näher beschreiben wollen.

Wir unterscheiden bei der Bildröhre folgende Merkmale. Zuerst einmal die Schirmgröße. Wenn wir von kleinen Spezialröhren mit 3 cm Schirmdurchmesser absehen, so sind in preisgünstigen Geräten Schirme mit 7 cm, 10 cm und 13 cm Durchmesser zu finden. Wichtig ist zu wissen, daß eine 7-cm-Röhre von der Informationswiedergabe her gegenüber einer 13-cm-Röhre nichts verschweigt. Das dargestellte Bild enthält den gleichen Informationsgehalt. Da das Bild kleiner wiedergegeben wird, ist der subjektive Bildeindruck oftmals schärfer und heller (kontrastreicher) gegenüber einer unter gleichen Spannungsbedingungen betriebenen 13-cm-Röhre.

Bleiben wir noch einmal bei Bildschirmen. Dazu sollten wir wissen, daß wichtige Unterschiede bestehen zwischen einem Rund- und Rechteckschirm; einem Planschirm und einem gewölbten Schirm; einem Schirm mit Innenraster und ohne Innenraster. Einem Schirm mit Metallhinterlegung und einem Schirm mit Nachleuchteigenschaften.

„Vornehme" und dementspechend auch teure Oszilloskope haben einen rechteckigen Bildschirm – ähnlich dem Format einer Bildröhre. Der Herstellungsprozeß derartiger Röhren ist komplizierter, was sich primär auf den Preis auswirkt. Häufig wird eine Rundröhre durch eine Maske zur „Rechteckröhre". Hier sollte man Daten und Typen vergleichen, um die

Röhre im vorliegenden Fall richtig bewerten zu können. Eine 13-cm-Rundröhre durch eine rechteckige Maske abgedeckt, ergibt ein Bildfeld von ca. 10 cm in der Horizontalen und ca. 7 cm in der Vertikalen. Das muß nicht immer ein Nachteil sein, wenn der Hersteller eines Oszilloskopes eine entsprechende Bildfläche abdeckt. Vielfach ist es von Vorteil; denn gerade die Flächen größter Auslenkung, also *die Randzonen, zeigen aufgrund der Aussteuerdynamik der Breitbandverstärker einen starken Linearitätsabfall bei hohen Frequenzen.* Wird dieses Feld abgedeckt, so kommt der Anwender nicht in Versuchung, falsch zu messen.

Ebenfalls warten der Planschirm und der gewölbte Schirm mit erheblichen Merkmalen bei der Meßauswertung auf. Dem Bildschirm vorgelagert ist das auf einem transparenten Material eingravierte Meßraster. *Dieses sollte, um Parallaxefehler klein zu halten, soweit wie möglich dem Schirmbild genähert sein.*

Bei dem gewölbten Bildschirm ist das nur im Zentrum möglich. Außerhalb ergeben sich *Ableseverzerrungen durch den weiter oben angesprochenen Parallaxefehler.* Die heute vorliegenden Bildröhren haben in den meisten Fällen einen Planschirm. Dennoch sollte man beim Kauf auf dieses Merkmal achten.

Bildröhren mit „eingebautem" Innenraster sind sehr teuer und nur bei hochwertigen Oszilloskopen zu finden. In den meisten Fällen wird direkt auf den Bildschirm die Meßrasterplatte gelegt, wobei *die gravierte Seite auf den Schirm gehört* um den Abstand Raster – Meßsignal so kurz wie möglich zu halten. Eine evtl. Kontrastfilterscheibe gehört vor das Meßraster, vom Betrachter aus gesehen.

4.2 Die Bedienung

Bildschärfe:

Die Bildschärfe trägt verständlicherweise wesentlich zur Auswertung eines Oszillogrammes bei. Wir können davon ausgehen, daß gerade Detailinformationen – so Anstiegsflanken, Einschwingvorgänge etc. – wesentlich durch Schärfeverlust verloren gehen. Bildschärfe ist sicherlich ein subjektiver Begriff und läßt sich schwer messen. Dennoch wied diese Meßgröße vom Hersteller der Röhre erfaßt und auch angegeben. Verständlicherweise ist bei richtiger Schärfeeinstellung mit dem Schärferegler oder wie es heißt – dem Focusregler – die eingestellte Helligkeit eine wesentliche Funktion der erreichbaren Schärfe. Ein hell eingestelltes Bild wird nicht die Schärfe

erreichen wie ein dunkleres Bild. Wie wird nun jedoch die Schärfe gemessen? Erst einmal gibt der Hersteller der Röhre die sogenannte Breite der Schreiblinie – kurz Linienbreite – an. Bei der heutigen Technologie der Röhren sind Werte von 0,25 mm bis 0,50 mm üblich.
Diese Daten werden nach der sogenannten Rastermethode ermittelt und gelten für die angegebenen Betriebswerte der Röhre bei einem Nachbeschleunigungsstrom von ca. 10 µA. Was versteht man jetzt unter dem Begriff „Rastermethode". Uns allen ist das Fernsehraster ein Begriff. In vertikaler Richtung ist Zeile über Zeile gefügt. Nun, bei der Schärfebeurteilung geht man bei der Oszilloskopenröhre genauso vor. Es wird ein in der Höhe gemessenes Raster mit exakt definierter Anzahl von Zeilen geschrieben, wobei jede einzelne Zeile noch scharf erkennbar ist. Ist das nicht mehr möglich, so wird die Zeilenzahl entsprechend verringert, bis sich eine entsprechende Auflösung der Zeilen wieder erkennen läßt. Die Höhe des Rasters in mm, sowie die gerade noch scharf erkennbare Zeilenzahl ergibt dividiert die Linien- (Zeilen)-breite. Nun sollten wir uns darüber im Klaren sein, *daß die Schärfeeinstellung optimal nur für ca. 75 % des Bildschirmzentrums möglich ist.* Siehe Abb. 4.2-1.

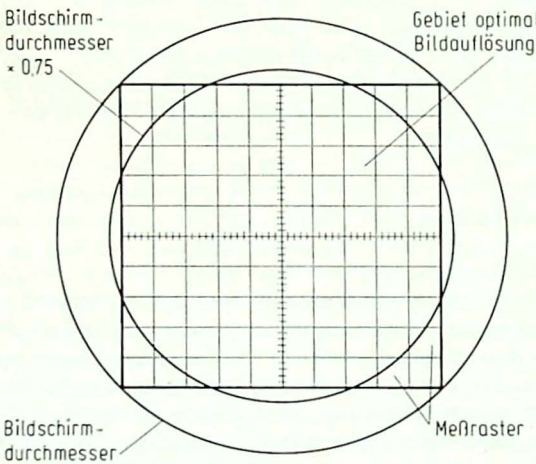


Abb. 4.2-1

Darüber hinaus wird der Strahl zum Rand wieder leicht unscharf. Andererseits ist der Strahl auch am Rand scharf einstellbar, wobei allerdings die Schärfe des Zentrums wieder leidet. Diese Erscheinung technologisch begründet, ist bei den modernen Planschirmröhren stärker zu beobachten als bei älteren Typen mit sphärisch gekrümmten Schirmen. Und da haben wir auch gleich die Begründung: Wie in der Optik der Lichtstrahl, so läßt sich auch der Elektronenstrahl auf eine bestimmte Länge focussieren. Wird die Länge des Brennpunktes verändert – Ablenkung zu den Bildrändern mit entsprechend langem Strahl – so erfolgt zwangsläufig eine Unschärfe des abgebildeten Elektronenstrahles.

Das hatten wir anfangs noch vergessen: Wir sagten, daß moderne Oszilloskopröhren Linienbreiten von 0,25 mm bis 0,5 mm aufweisen. Was ist nun gut und was ist schlecht. Dazu ist festzustellen, daß auch 0,5 mm Linienbreite noch ausreichend scharfe Bilder ergeben. Durchschnittlich kann bei einfacheren Oszilloskopen mit einer Linienbreite von 0,4 mm gerechnet werden. Wir hatten anfangs schon gelesen, daß die Bildschärfe ebenfalls eine Funktion der eingestellten Helligkeit ist. Es schont die Bildröhre und erleichtert die Ablesung und Auswertung, wenn die *Bildhelligkeit jeweils nur so eingestellt wird, daß gerade ausreichend helle Bilder zur Verfügung stehen.*

Drei Oszillogramme, die Abb. 4.2-2a...c sollen die Probleme der richtigen Einstellung der Bildschärfe noch einmal untermauern.

Die Abb. (Oszillogramm) 4.2-2a zeigt ein in jeder Hinsicht richtig eingestelltes Sinussignal. Es ist mit der richtigen Helligkeit und Schärfe eingestellt. Die Bildröhre wird hier nicht übersteuert. Im Gegensatz dazu ist in der Abb. (Oszillogramm) 4.2-2b einmal die Amplitude zu groß gewählt. Der Bildschirm begrenzt das Signal bereits. Wie wir später erfahren werden, wird das Signal ebenfalls in den Gebieten der unlinearen Ablenkung der Röhre und des Verstärkers betrieben. Weiterhin ist zu erkennen, daß dieses Signal zu hell eingestellt ist. Dadurch ist eine richtige Focussierung ebenfalls nicht mehr gegeben. In der Abb. (Oszillogramm) 4.2-2c ist ein ähnlicher Fehler zu sehen. Das Meßsignal ist hier im Zeitmaßstab nicht richtig aufgelöst. Es ist zu hell und unscharf eingestellt. Ebenfalls ist zu erkennen, daß die Bildröhre an den Rändern auf Grund von Astigmatismus-Fehlern unscharf zeichnet. Dieses ist dem Praktiker bekannt. Eine Schärfenachstellung an den Rändern hat eine Unschärfe im Zentrum zur Folge.

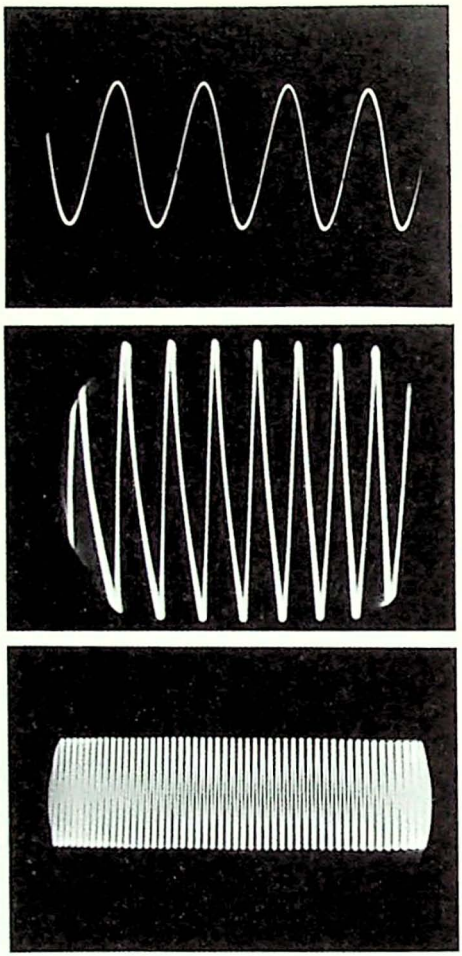


Abb. 4.2-2 a-c

Bildhelligkeit:

Zuviel Helligkeit schadet der Bildröhre. Wird z. B. die Zeillinie ohne Y-Ablenkung längere Zeit bei hoher Helligkeit – großer Strahlstrom – geschrieben, so ist die Gefahr des Einbrennens auf dem Bildschirm sehr groß. *Weiterhin neigen Oszillogramme mit hoher Helligkeit zu Verzeichnungen. Durch die entstehende Unschärfe werden Detailinformationen nicht wiedergegeben. Und was auch noch sehr wichtig ist – der Dynamikbereich der Helligkeit wird eingeengt.* Was bedeutet das? Wir wissen, daß die Helligkeit des Schreibstrahles auf dem Schirm von zwei wesentlichen Veränderlichen abhängt. Da ist einmal der eingestellte Strahlstrom und zum anderen die jeweilige Schreibgeschwindigkeit des Strahles. Es ist verständlich, daß der Strahl bei schnellen Schreibbewegungen die Leuchtschicht nur gering anregt – die Verweilzeit pro Leuchtpartikel ist sehr gering – während bei langsamer Strahlgeschwindigkeit helleres Bild entsteht. Wird jetzt – und so kommen wir zum Kern der Sache – ein Signal abgebildet, in dessen Verlauf der Schreibstrahl oft seine Geschwindigkeit ändert, so ist gerade die Aussage einer „hellen" und einer „dunklen" Information für den Praktiker von hervorragender Aussagekraft und Bedeutung. Nehmen wir als Beispiel ein Rechtecksignal. Es ist bekannt, daß die Anstiegs- und Abstiegsflanken gegenüber der positiven und negativen Verweilzeit des Spannungsniveaus sehr starke zeitliche Unterschiede beinhalten. Jeder weiß, daß die Anstiegsflanke eines Signales zeitlich kürzer ist, wenn sie dunkler auf dem Bildschirm erscheint. Wird jetzt, wie anfangs gesagt, die „Helligkeitsdynamik" durch zu starke Helligkeit und damit beginnende Sättigung des Schirmmaterials begrenzt, *so verliert das abgebildete Signal diese wichtige Aussagekraft der unterschiedlichen Schreibgeschwindigkeit. Deshalb sollte die Helligkeit nur so weit aufgedreht werden, bis der Kontrast des Bildes – zusammengesetzt aus Bildteilen schneller (dunkel) und langsamer (hell) Schreibgeschwindigkeit – gut unterschiedlich erkennbar ist.* Zuletzt sei auch noch auf einen weiteren Meßfehler hingewiesen, der häufig bei zu großer Helligkeit in Erscheinung tritt. Bei Oszilloskopen, bei denen das Hochspannungsteil nicht ausreichend stabilisiert ist, bricht bei höherer Strahlstrombelastung die Hochspannung zusammen, z. B. 2 kV auf 1,85 kV. Für die Ablenkung bedeutet das eine größere Empfindlichkeit, wodurch die richtige Eichung nicht mehr gewährleistet ist. D. h. *bei zu großer Helligkeit* wird das Meßergebnis verfälscht – es *werden zu große Spannungen abgelesen.*

Meßraster:

Damit das Signal sowohl in der vertikalen als auch in der horizontalen Richtung ausgewertet werden kann, wird ein X-Y-Meßraster – allgemein Meßraster – benutzt. Damit kann in der Y-Richtung (vertikal) die Spannung des Meßsignales bestimmt werden. In der X-Richtung (horizontal) wird die Zeitgröße des Signals bestimmt. Die Spannung wird in mV_{ss} oder V_{ss} abgelesen und die Zeit in µs oder ms. Das Meßraster kann verschieden ausgebildet sein. Bei hochwertigen Oszilloskopen ist es meistens nicht über den gesamten Bildschirm ausgeschrieben, sondern vom Zentrum ausgehend nur ca. 75 % in der Vertikalen und Horizontalen.

Das findet seinen Grund darin, daß *außerhalb dieses Bereiches Unlinearitäten der Anzeige* – bedingt durch die Röhre und den Dynamikbereich des Verstärkers – auftreten. Weiterhin findet man häufig in den technischen Daten die Bezeichnung der Ablenkempfindlichkeit angegeben in $mV/_{cm}$ oder $mV/_{Teil}$. Diese Bezeichnung ist einfach zu verstehen. Im ersten Fall hat das Meßraster einen Linienabstand von 1 cm und im zweiten Fall eine Teilung, die von 1 cm abweicht. In den meisten Fällen beträgt dieser Abstand dann 8 mm. Hervorzuheben ist, daß die feinere 8 mm Teilung in Einzelfällen zu einer besseren Auflösung führt und für die jeweilige Stellung des Empfindlichkeitsschalters einen größeren Dynamikbereich auf dem Raster ergibt. Nun müssen wir uns noch über das beleuchtete Raster unterhalten. In diesem Fall wird, für den Betrachter nicht sichtbar, von links und rechts, häufig auch noch von oben und unten, durch Glühlampen das Raster seitlich in Achsenrichtung angestrahlt. Das Licht bricht sich in den eingeritzten (gravierten) Rasterlinien und läßt diese hell hervortreten. Sinnvollerweise wird die Leuchtintensität regelbar oder abschaltbar gemacht.

Bleibt noch zu erwähnen, daß die gravierte Seite des Meßrasters unbedingt innen auf der Bildschirmseite zugewandt liegen soll, um Parallaxefeh-

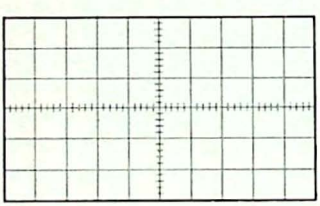


Abb. 4.2-3

ler der Ablesung zu vermeiden. Dann hat das Raster *Abb. 4.2-3* in der X- und Y-Achse noch eine Zwischenteilung. Wird diese Teilung ausgenutzt, so kann das Oszillogramm mit den Reglern der X- und Y-Feinverschiebung in die richtige Basisstellung für die Ablesung gebracht werden, so daß so auch Zwischenwerte ermittelt werden können. Darüberhinaus findet man bei Meßoszilloskopen noch eine 10 % und 90 % Markierung auf der vertikalen Achse als gestrichelte horizontale Linien angedeutet. Diese Hilfslinien werden angewandt, wenn die Anstiegszeit eines Signals bestimmt werden soll. Bekannterweise wird bei einem Spannungssprung die Zeit zwischen 10 % und 90 % der Flanke als Anstiegszeit definiert. Diese Hilfslinien geben so eine einfache Möglichkeit der Zeitbestimmung bei amplitudenmäßig richtig eingestelltem Meßsignal.

Bandbreite:

Die voranschreitende Technologie der letzten Jahre hat zu Bandbreiten bis zu 15 MHz ohne erheblichen Aufwand geführt. Es bleibt die Frage offen, welcher Anwendungszweck nun eigentlicht welche Bandbreiten benötigt. Die NF-Technik und der einfache elektronische Versuchsbau kommen zweifellos mit Bandbreiten von ca. 1 MHz aus. Die Fernsehtechnik benötigt mindestens 8 MHz. Die Impulselektronik ist nicht einmal mit 100 MHz zufriedengestellt – vorausgesetzt, der Anwender versteht die Geräte richtig anzuschließen.

Man versteht unter Bandbreite *Abb. 4.2-4a* das Frequenzspektrum, welches innerhalb der Übertragungsgrenze von –3 dB wiedergegeben wird. Der Spannungsabfall von 3 dB bei der oberen Grenzfrequenz bedeutet – abgerundet – rund 30 % von der Maximalamplitude des Meßsignals, bezogen auf tiefere Frequenzen (0 dB). Diese Tatsache müssen wir uns bei Messungen immer vor Augen halten. *Ein Oszilloskop mit einer Bandbreite von 10 MHz zeigt demnach bei einem eingespeisten 10 MHz Signal von 1* V_{ss} *nur 0,7* V_{ss} *an!* Der Fehler ist beträchtlich und muß bei sämtlichen Überlegungen höherfrequenter Messungen berücksichtigt werden. Nun kann man sich fragen, bei welcher Frequenz der Fehler vernachlässigt werden kann. Die Frage ist schwer zu beantworten, da der Amplituden/Frequenzverlauf eines Verstärkers im wesentlichen von der Art der benutzten Frequenzkompensation des Y-Verstärkers abhängt. Rechnen wir auch hier im Durchschnitt mit –30 % der Maximalfrequenz, so können wir sagen, daß bei einem Oszilloskop mit 10 MHz Bandbreite dieser Amplitudenfehler bis

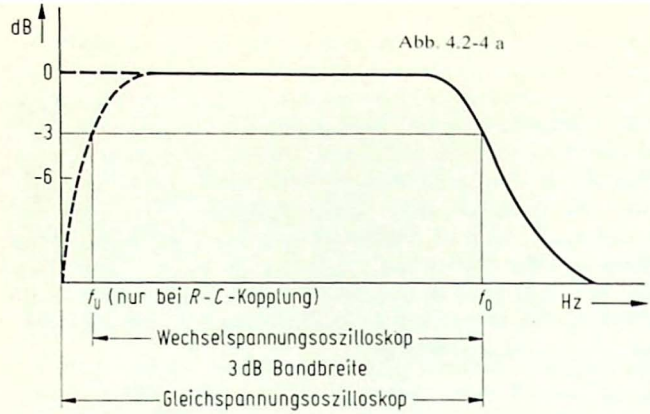


Abb. 4.2-4 a

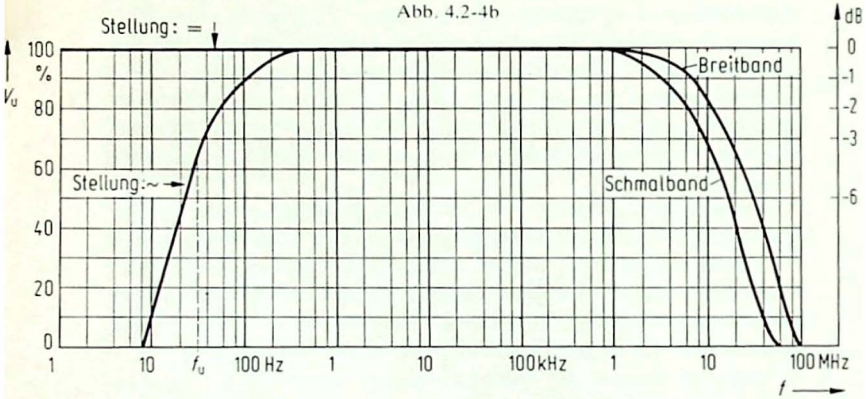


Abb. 4.2-4b

ca. 7 MHz vernachlässigt werden kann. Siehe dazu noch einmal den Amplitudenverlauf der Verstärkung in Abb. 4.2-4b.

Noch einmal zur Vertiefung:

Wie der Name sagt, kann ein Breitbandoszilloskop ein breites Frequenzband verarbeiten. Ein gleichspannungsgekoppeltes 15-MHz-Oszilloskop ist in der Lage, Frequenzen zwischen 0 Hz und 15 MHz zu übertragen. Dabei ist es allerdings wichtig, auf welchen Amplitudenwert die obere Grenz-

frequenz von 15 MHz bezogen ist. Normalerweise wird die obere Grenzfrequenz bei einem Sinusverlauf mit einem Spannungsabfall von 3 dB angegeben. Dieser Wert entspricht dem Faktor 0,71. Das bedeutet, wenn eine Eingangsspannung von 1 V am Oszilloskopeingang bei einer bestimmten Einstellung des Vertikalverstärkers zum Beispiel eine 10 cm große Sinuslinie auf einer 13-cm-Röhre schreibt, dann wird diese Größe bei Frequenzen von 1 kHz, 100 kHz, 1 MHz und weiter bis 10 MHz ebenfalls erreicht. Irgendwann wird jedoch eine Verringerung der Anzeigenhöhe sichtbar, wobei schließlich bei 15 MHz – entsprechend der Angabe 3 dB – nur noch eine Sinusspannung in der Höhe von 7 cm zu messen ist (–3 dB ≙ 70 %). Dieser Verstärkungsabfall fällt meßbar bei einer 3-dB-Bandbreite ab etwa 30 % der oberen Grenzfrequenz bereits ins Gewicht. Das besagt, bei einem Oszilloskop mit f_o = 15 MHz (–3 dB) ist eine Amplitudenmessung ab etwa 10 MHz ungenau, es sei denn, die abfallende Verstärkungskurve wird in die Messung mit einbezogen. (Siehe hierzu den Kurvenverlauf Abb. 4.2-4b).

Wie aus der Kurve in Abb. 4.2-4b zu sehen ist, hat ein Breitbandoszilloskop bei einer Bandbreitenangabe von f_o = 10 MHz bei 1 MHz bereits einen leicht abnehmenden Amplitudengang.

Diese Probleme entfallen selbstverständlich für ein Breitbandoszilloskop, wenn es für Untersuchungen im Nf-Gebiet an HiFi-Verstärkern, Tonbandgeräten oder in der Fernsehimpulstechnik verwendet wird.

Wenn wir erwähnten, daß die Bandbreite eines Oszilloskopes bei einem Verstärkungsabfall von 30 % ≙ –3 dB oder verbleibende 70 % der Verstärkung bestimmt wird, so müssen wir uns über eine andere Bezeichnung, die teilweise aus „optischen" Gründen von Oszilloskopherstellern angegeben wird, ebenfalls im klaren sein. Es ist z. B. die Bezeichnung: Bandbreite 10 MHz –6 dB. Hier kommt es weniger auf die 10 MHz als auf die Bezeichnung –6 dB an. Eine Schwächung von 6 dB bedeutet einen Verstärkungsabfall von 50 %! Kehren wir zu einem Beispiel zurück: Ein Oszillograf mit einer Bandbreite von 15 MHz –6 dB hat dann nicht mehr, wie oben bemerkt, bei 15 MHz eine Anzeige von zum Beispiel 10 cm Sinusausschreibung auf dem 13-cm-Schirm, sondern nur noch 5 cm! Hier kann dann von einer genauen Spannungsauswertung keine Rede mehr sein.

Eingangsempfindlichkeit:

Diese in V_{ss} gemessene Größe gibt neben der Bandbreite das wichtigste Merkmal der Leistung des Vertikalverstärkers an. Hochwertige Oszilloskope haben eine Empfindlichkeit von 5 mV/Teil. Selbstverständlich sind

Größen von 20, 50 oder 100 mV je nach Eingangszweck gut brauchbar. Der Empfindlichkeitsregler sollte eine Abstufung in 1 – 2 – 5 Schritten besitzen, um eine optimale Auflösung des Meßsignals in vertikaler Richtung zu gewährleisten.

Ebenfalls ist es sinnvoll, einen Feinabschwächer einzufügen. Hier ist jedoch darauf zu achten, daß dieser eine geeichte Stellung – meistens rastbar – besitzt. Ein häufiger Meßfehler entsteht, wenn ein geeichter Vertikalverstärker durch Verstellen des Feinabschwächers „ungeeicht" wird. *Deshalb sollte man sich vor jeder Messung davon überzeugen, ob die vertikale Verstärkungseichung noch stimmt.*

In den meisten Fällen besitzt das Oszilloskop einen Eichgenerator. Hier handelt es sich um einen Rechteckgenerator mit einer Spannung von sehr genauem Wert, z. B. 1 V_{ss}. Die Frequenz dieses Rechtecksignals liegt zwischen 1 bis 2 kHz. Die Kurvenform – ein ideales Rechtecksignal – wird zur Einstellung des Tastkopfes benötigt. – Über die Tastkopfkompensation werden wir uns später noch unterhalten. Die Amplitude des Rechtecksignales wird zur Eichung des Vertikalverstärkers herangezogen.

Vertikalverstärker:

Moderne Oszilloskope haben eine Eingangsimpedanz von 1 MΩ. Die dazu auftretende parallele Eingangskapazität beträgt ca. 25 pF bis 45 pF. Diese Daten sind mehr oder weniger genormt, um auch eine Austauschbarkeit der verschiedenen Tastköpfe zu gewährleisten. Auf dem Markt sind praktisch nur noch Oszilloskope mit einem Gleichspannungsverstärker. D. h. die untere Grenzfrequenz beträgt Null. Es können also auch Gleichspannungen gemessen werden. Die Umschaltung auf einen Wechselspannungseingang ist immer vorgesehen. Dabei wird ein Kondensator vor den Eingang des Verstärkers geschaltet. Diese Schaltstellung wird benutzt, wenn z. B. ein kleiner Wechselspannungsteil auf einem großen Gleichspannungspegel gemessen werden soll. Also eine Brummspannung von 10 mV einer Betriebsgleichspannung von 200 V überlagert ist. Direkt gekoppelt, also ohne Kondensator auf Gleichspannungsmessung geschaltet, würde bei einer Auflösung von 10 mV/Teil der Elektronenstrahl – lassen Sie uns mal rechnen: 10 mV entspricht 1 cm; 100 mV sind 10 cm; 1 V wären 1 m; also bei 200 V würde der Strahl 200 Meter „oberhalb" des Oszilloskopes liegen. Der Kondensator für den Wechselspannungseingang nimmt diesen Gleichspannungspegel auf, und wie bei einer $R-C$ – Kopplung (Hochpaß) wird lediglich das Wechselspannungssignal wiedergegeben. Hier müssen

wir jedoch darauf achten, daß diese Schaltstellung eine untere Grenzfrequenz (Verstärkungsabfall 3 dB ca. 30 %) aufweist. Praktische Werte dieser Grenzfrequenz liegen bei ca. 20 Hz. *Messungen in diesem Bereich oder darunter führen wieder zu Fehlmessungen.* Dem Verständnis dieses AC-DC-Schalters soll die Abb. 4.2-5 dienen. Der Schalter S hat drei Stellungen und ist im Oszilloskop direkt zwischen der Y-Eingangsbuchse und dem Eingang des Vertikalverstärkers angeordnet. In der Stellung 1 ist die Eingangsbuchse direkt, also galvanisch gekoppelt mit dem Eingang des Verstärkers verbunden. Es handelt sich hier um die Stellung DC, die es gestattet, Gleichspannungsmessungen vorzunehmen. Selbstverständlich können in dieser Stellung auch sämtliche Wechselspannungen gemessen werden. Die Stellung 2 des Schalters in *Abb. 4.2-5* trennt den Eingang des Verstärkers über den 0,1 µF Kondensator galvanisch vom Prüfling. Damit werden nur die Wechselspannungssignale übertragen. Wie vorher erwähnt, muß in dieser Stellung die untere Grenzfrequenz beachtet und berücksichtigt werden. Die Verstärkungsregelung wird in mehreren Stufen (Stufenschalter) und als Feineinstellung über ein Einstellpotentiometer vorgenommen.

Es ist somit möglich, bei einem Oszilloskop, welches als Datenangabe: Max. Empfindlichkeit 10 mV_{ss}/Teil und max. Spannung 100 V_{ss}/Teil besitzt, auf einem 7 cm Bildschirm sämtliche Spannungen zwischen ca. 60 mV_{ss} und 700 V_{ss} in jeder gewünschten Abbildungshöhe wiederzugeben. Wichtig ist zu wissen, daß bei sämtlichen Einstellungsvorgängen des Eingangsteiles die Eingangsimpedanz von 1 MΩ parallel 30 pF konstant bleibt.

Abschließend sei noch einmal auf die *Abb. (Oszillogramm) 4.2-6* hingewiesen. Auf dem Bildschirm ist ein Sinussignal zu erkennen, welches an einer Seite begrenzt ist. In diesem Fall lag ein Fehler im Y-Verstärker des Oszilloskopes vor.

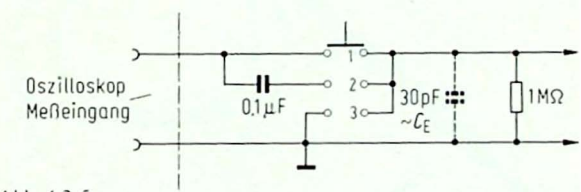


Abb. 4.2-5

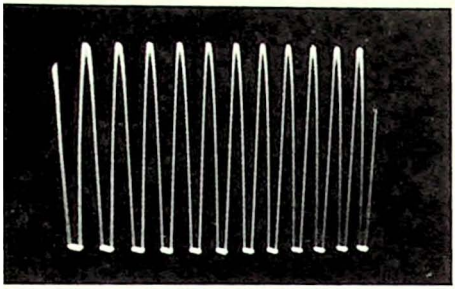


Abb. 4.2-6

– Wir sollten es uns zur Regel werden lassen, daß wir uns vor einer Messung von der richtigen Funktion des Meßgerätes überzeugen. – Die lineare Aussteuerbarkeit eines Oszilloskopes läßt sich recht einfach mit einem Sinussignal überprüfen, wobei eine Verzerrung an den Sinusspitzen beim Ändern der Amplitude nicht auftreten darf.

Tastkopf:

Das eben Gesagte – die konstante Eingangsimpedanz – ist eine wesentliche Voraussetzung für die richtige Funktion eines Abschwächertastkopfes. Der eigentliche Grund dafür, weshalb ein Tastkopf überhaupt benötigt wird, ist darin zu sehen, daß der Tastkopf das Meßobjekt kapazitiv entlastet. Die gleichzeitig auftretende Ohmsche Entlastung tritt bei manchen Meßobjekten ebenfalls positiv in Erscheinung. Wie sieht nun ein solcher Tastkopf aus? *Abb. 4.2–7* zeigt das Foto eines Tastkopfes. In *Abb. 4.2-8* ist die Schaltung wiedergegeben.

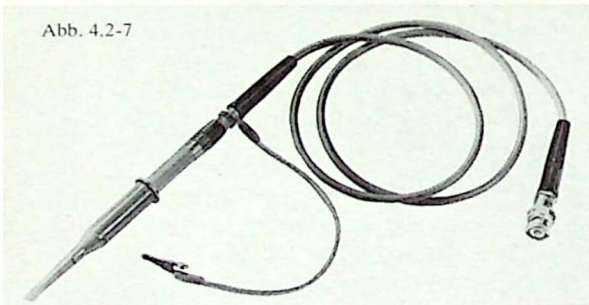


Abb. 4.2-7

Schaltbild

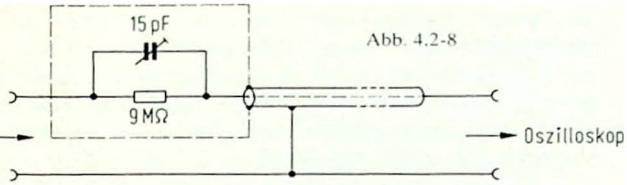
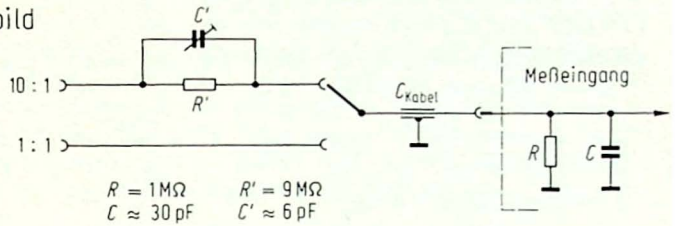


Abb. 4.2-8

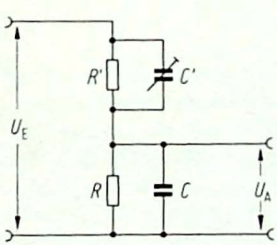
Ersatzbild



Die Spannungsteilertastköpfe bestehen aus dem Anschlußstecker, dem Verbindungskabel und dem eigentlichen Tastkopf. Dieser Tastkopf hat in den meisten Fällen 2 Schaltmöglichkeiten, einmal die Stellung 1 : 1 – hier wird der Eingang direkt mit dem Ausgang des Kabels verbunden – und zum anderen die schon erwähnte Stellung 10 : 1, die eigentliche Abschwächerstellung – hier wird ein zusätzlicher Teilerwiderstand vor den Eingang geschaltet –. Bei einigen Typen von Tastköpfen (Foto Abb. 4.2-7) ist kein Schalter vorhanden. Hier werden die mittleren Segmente ausgetauscht (Schnappverschluß).

Die elektrischen Eigenschaften und Werte ergeben sich jetzt aus folgender Überlegung. Wir nehmen noch einmal die Abb. 4.2-8 zur Hand und zeichnen sie um in *Abb. 4.2-9.* In der Praxis hat man das Teilerverhältnis

Abb. 4.2-9



10 : 1 gewählt, da sich so leichte Umrechnungsfaktoren ergeben. Steht also der Empfindlichkeitschalter auf der Stellung 10 mV_{ss}/Teil und ist der 10 : 1 Tastkopf vorgeschaltet, so wird entsprechend in 10 $mV_{ss} \cdot 10 =$ 100 mV_{ss}/Teil abgelesen. Das setzt also eine Spannungsteilung von 10 : 1 voraus. Da der Eingangswiderstand des Oszilloskopes mit 1 MΩ festgelegt ist, ergibt sich nach der Gleichung

$$\frac{U_E}{U_A} = \frac{R' + R}{R}$$

für den Wert R', wenn U_E um den Faktor 10 größer ist, also $U_E = 10$ und $U_A = 1$; siehe dazu noch einmal Bild 4.2-9

$$R' = \frac{R \cdot 10\,U_E}{1\,U_E} - R \text{ und damit } R' = \frac{1\ \text{M}\Omega \cdot 10}{1} - 1\ \text{M}\Omega$$

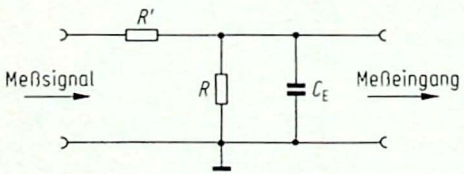
$= 9$ MΩ, also $R' = 9$ MΩ

Damit wäre die rein Ohmsche Komponente, die in dem Tastteiler enthalten ist, ermittelt. Was bewirkt jetzt aber die einstellbare Trimmkapazität im Tastkopf? In *Abb. 4.2-10* ist ein Ersatzschaltbild ohne Trimmkondensator angegeben. Es ist zu erkennen, daß es sich um einen sogenannten Tiefpaß handelt, der im wesentlichen aus dem Teilerwiderstand R' (9 MΩ) und der Eingangskapazität C_E (30 pF) besteht. Rechnen wir zu dieser Kapazität noch die Zuleitungskapazität des koaxialen Meßkabels mit ca. 25 pF hinzu, so beträgt die Gesamtkapazität C_E ca. 55 pF. Dieser Kondensator ist nun in seinem kapazitiven Wechselstromwiderstand nach der Beziehung

$$R_c = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

frequenzabhängig.

Abb. 4.2-10



Je höher die Frequenz, je kleiner wird sein Widerstand. Damit werden also höherfrequente Wechselspannungen mehr und mehr kurzgeschlossen. So hat dieser Kondensator bei 1 MHz einen kapazitiven Widerstand von ca. 5 kΩ und bei 10 MHz nur noch einen Widerstand von ca. 500 Ω. Um dieses Tiefpaßverhalten der Abb. 4.2-10 zu kompensieren, dient der Trimmer C'. Die Kapazität des Trimmers C' wird so eingestellt, daß ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von 1 kHz bis 2 kHz *gerade Rechteckdächer* ergibt. Wird er zu groß (zuviel Kapazität) eingestellt, so spricht man von einer Überkompensation, das Signal wird differenziert, *Abb. 4.2-11*. Wird er zu klein eingestellt, so wird das Signal integriert; die Schaltung ist dann unterkompensiert (*Abb. 4.2-12*).

Rechnerisch ergibt sich die richtige Einstellung des Trimmers nach der Beziehung $\tau' = \tau$, dabei ist $\tau' = R' : C'$ und $\tau = R : C$. Setzen wir die Zahlen ein und berücksichtigen wir, daß sich C aus C_E 30 pF und der Kabelkapazität ca. 25 pF ergibt, so erhalten wir $\tau' = \tau$ und damit $R' : C' = R : C$ und weiter

$$C' = \frac{R \cdot C}{R'}; \qquad \text{eingesetzt ergibt sich}$$

$$C' = \frac{1\ \text{M}\Omega \cdot 55\ \text{pF}}{9\ \text{M}\Omega} \qquad \text{und damit}$$

$$C' = \frac{55\ \text{pF}}{9} = 6{,}11\ \text{pF}$$

Der richtige Abgleich nach *Abb. 4.2-13* ist äußerst wichtig. *Nur ein richtig kompensierter Spannungsteiler liefert auch ein richtiges Meßergebnis.*

Bildverschiebung:

Wie der Name es schon sagt, dient der Einsteller der horizontalen und vertikalen Bildverschiebung der optimalen Einstellung der richtigen Bildlage. Das ist besonders dann wichtig, wenn eine Spannungs- oder Zeitmessung erfolgen soll. In dem Fall wird bei einer Spannungsmessung der untere Spannungspunkt des Signals auf den Bezugspegel einer Meßrasterlinie eingestellt und dann die Rasterlinien von unten nach oben ausgezählt und mit den entsprechenden Ablenkkoeffizienten des Eingangsteilers ausgewertet.

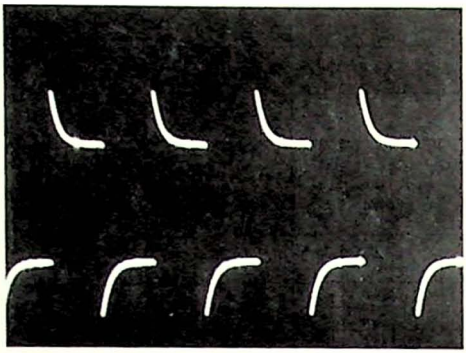


Abb. 4.2-11

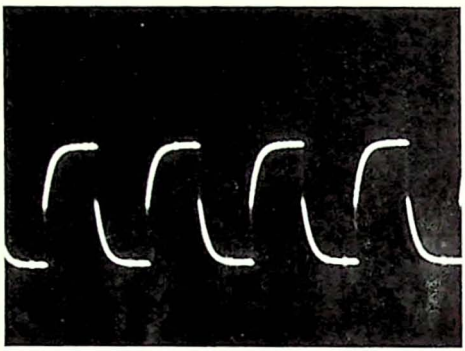


Abb. 4.2-12

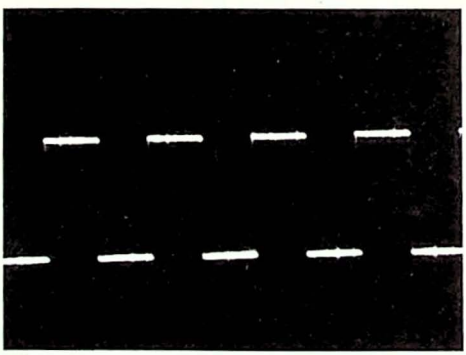


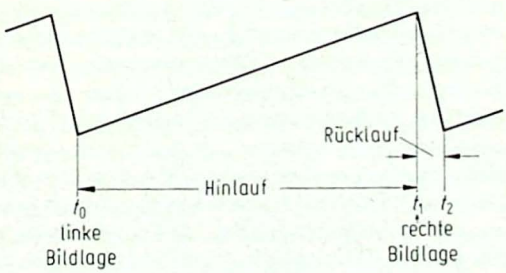
Abb. 4.2-1

Bei einer Zeitbasismessung wird mit dem horizontalen Bildlageregler eine vertikale Rasterbezugslinie mit dem Meßsignal zur Deckung gebracht. Über die eingestellte Zeitbasis von z. B. 10 µs/Teil entsprechen dann zwei Rasterlinien 20 µs des Meßsignales. Wird lediglich eine Kurvenauswertung vorgenommen, so ist darauf zu achten, daß das Meßsignal möglichst im Zentrum des Bildschirmes liegt, um Meßfehler der Unlinearität und der Unschärfe an den Randzonen der Bildröhre zu vermeiden.

Kippteil:

Ein Oszilloskopbild setzt sich aus zwei Komponenten zusammen. Wie wir wissen, handelt es sich einmal um die Meßspannung, die pro Zeiteinheit einen anderen Wert – gemessen in V_{ss} – besitzen kann und zum anderen um die horizontale Ablenkspannung oder Kippspannung. Diese Kippspannung sorgt dafür, daß im Verlaufe der Abbildung einer Meßspannung der Elektronenstrahl eine pro Zeiteinheit konstante Weggröße vom linken zum rechten Bildrand beschreibt. Da diese Ablenkung, wie wir eben sagten, pro Zeiteinheit konstant ist, kann elektrisch für die horizontalen Ablenkplatten nur eine Sägezahnspannung als Impulsform in Frage kommen. Diese lineare Sägezahnspannung *Abb. 4.2-14* besteht aus dem eigentlichen Hinlauf t_0 – linker Bildrand und t_1 – rechter Bildrand. Um den Strahl wieder in die Ausgangslage zu bringen, schließt sich ein negativer Impuls (Rücklauf) von t_1 bis t_2 an. Die Zeit von t_0 bis t_1 bestimmt nun die Ablenkgeschwindigkeit oder die horizontale Auflösung pro Zeiteinheit. Dieses Signal wird in seiner Zeit durch die entsprechende Wahl der Ablenkzeit am Kippgerät dem jeweiligen Bedarf gemäß gewählt. Der Kippbereich eines modernen Oszilloskopen umfaßt die Zeit von ca. 1 s/cm bis 1 µs/cm. Wir erwähnten bereits, daß die Ablenkung oder besser gesagt die Auslenkung des Strahles in hori-

Abb. 4.2-14



zontaler Richtung linear erfolgen muß. Wie läßt sich das nun überprüfen? Ein Sinus- oder Rechtecksignal wird als Y-Signal eingespeist und die Ablenkfrequenz so gewählt, daß zwischen 10 % und 90 % der horizontalen gesamten Auslenkung pro Rasterteil ca. 2 bis 5 Schwingungen eingestellt werden. Diese Anzahl muß dann zwischen jedem Rasterteil des Ablenkweges in gleicher Zahl vorhanden sein. Wir sollten uns aber nicht darüber hinwegtäuschen, daß diese Forderung in den unteren Frequenzbereichen zwar eingehalten werden kann, jedoch bei höheren Ablenkfrequenzen teilweise noch Fehler festzustellen sind. Aus diesem Grunde ist der Versuch auch bei schnellsten Ablenkungen vorzunehmen. Weiterhin sollte der Versuch auch bei verschiedenen Einstellungen der X-Dehnung vorgenommen werden. Der eben besprochene Fehler der X-Unlinearität entsteht weniger im Kippteil als im X-Ablenkverstärker. Der relativ große Spannungshub an den horizontalen Ablenkplatten von z. B. 200 V_{ss} ist für höchste Frequenzen nicht immer zu realisieren. Das X-Steuersignal wird aufgrund der Bandbreite des X-Verstärkers verzerrt, das Sägezahnsignal wird integriert, wodurch sich besonders am Anfang und am Ende, also Bildschirm links und rechts, Verzeichnungen ergeben.

Ist die Sägezahnspannung auf ihren höchsten Wert angestiegen – Bildlage rechts –, so setzt sofort der Rücklauf ein, wodurch der Strahl in sehr viel kürzerer Zeit als für den Hinlauf wieder in seine Ausgangslage nach links gebracht wird. Während des Rücklaufs wird die Katodenstrahlröhre durch die erforderliche Rücklaufverdunklung oder Austastung gesperrt. Bei einem getriggerten Oszilloskop – und nur bei der Ausführung eines voll getriggerten Kippteiles – verbleibt der Strahl abgedunkelt in seiner linken Ruhelage, bevor er durch ein neues und brauchbares Meßsignal für einen neuen Hinlauf ausgelöst – getriggert – wird.

Der Ausdruck „voll triggerbar" wurde soeben erwähnt. Auch hierzu soll in diesem Rahmen noch eine Erklärung kommen. Die Oszilloskope mit den Bezeichnungen Horizontalfrequenz und Synchronisation sind bekannt. Bei diesen Typen wird, wie im Bildkippteil eines Fernsehgerätes, ein freilaufender Oszillator benutzt, an dessen Ausgang eine Sägezahnspannung entsteht, die den Elektronenstrahl von links nach rechts linear ablenkt und dann über den Rücklauf wieder in die linke Ausgangslage bringt. Dort setzt dann *sofort* der neue Hinlauf ein. Aus dem zu messenden Signal wird im Vertikalverstärker ein Synchronsignal gewonnen, welches am Ende des Sägezahns vorzeitig den Rücklauf und damit den neuen Vorlauf erzwingt. Dieser gesamte Vorgang funktioniert so lange, wie die Folgefrequenz des

Synchronsignales in einem vernünftigen Verhältnis zur Frequenz des „freilaufenden" Sägezahngenerators steht. Es ist bekannt, daß hier Schwierigkeiten der Synchronisation, Beeinflussungen der Bildbreite und der Linearität sowie der Frequenz auftreten. Die Einstellung dieser Oszilloskope erfordert ein gewisses Fingerspitzengefühl. Eine Zeitmessung ist nicht möglich!

Wesentlich einfacher in der Handhabung sind die „getriggerten Oszilloskope". Bevor wir uns der Technik zuwenden, sei die Funktion des getriggerten Oszilloskopes erklärt. Auch hier ist ein Sägezahngenerator vorhanden, der einen zeitlinearen Sägezahn erzeugt, nur, daß im Gegensatz zu den oben beschriebenen Verfahren der Sägezahngenerator sich nicht um Synchronimpulse kümmert, sondern unbeeinflußt eine Kippschwingung erzeugt, in die Anfangsstellung zurückwandert und so lange wartet, bis ein brauchbarer neuer Startimpuls (Triggerimpuls, aus triggern = auslösen) eine neue Kipperiode auslöst. Dieser Trigger- oder Auslöseimpuls wird ebenfalls aus dem Vertikalverstärker oder – besser gesagt – aus dem untersuchten Vertikalsignal entnommen.

Nun zur Technik: In Abb. 4.2-15 sind untereinander die Merkmale des freischwingenden und eines getriggerten Betriebes gezeigt (siehe dazu den Funktionsablauf Abb. 4.2-15d). Zuerst noch einmal der freischwingende Sägezahngenerator: *Abb. 4.2-15* zeigt als Meßspannung eine Sinusfunktion. Aus dieser Spannung wird aus dem Vertikalverstärker durch einen Synchronimpulsformer ein geeignetes Signal gewonnen – hier als Nadelimpuls gezeigt. Der freilaufende Oszillator wird so zum vorzeitigen Umkippen gezwungen. Das auf die Sägezahnspannung addierte Synchronsignal oberhalb eines bestimmten Spannungsniveaus löst den Rücklauf aus Abb. 4.2-15 b. Wir können uns jetzt auch leicht vorstellen, daß bei einer Vergrößerung des Synchronsignales beispielsweise der Rücklauf noch früher einsetzt und damit die Kippschwingung direkt beeinflußt und eine höhere Frequenz einnimmt. Wird das Synchronsignal zu groß, so wird die erforderliche Spannung für die Steuerung der Ablenkplatten nicht mehr erreicht und zu der oben beschriebenen Frequenzänderung ergäbe sich zusätzlich eine Bildbreitenverringerung. *Zeitdefinitionen und Zeitmessungen sind bei einem nicht getriggerten Oszilloskop grundsätzlich nicht möglich.*

Bei einem getriggerten Zeitablenkteil eines Oszillografen liegen die Verhältnisse anders. Das Prinzip ist in Abb. 4.2-15 c gezeigt. Wie anfangs beschrieben, ist der einmal eingestellte zeitliche Ablauf der Sägezahnspannung unabhängig von irgendwelchen Synchron- oder Störsignalen. Dieser

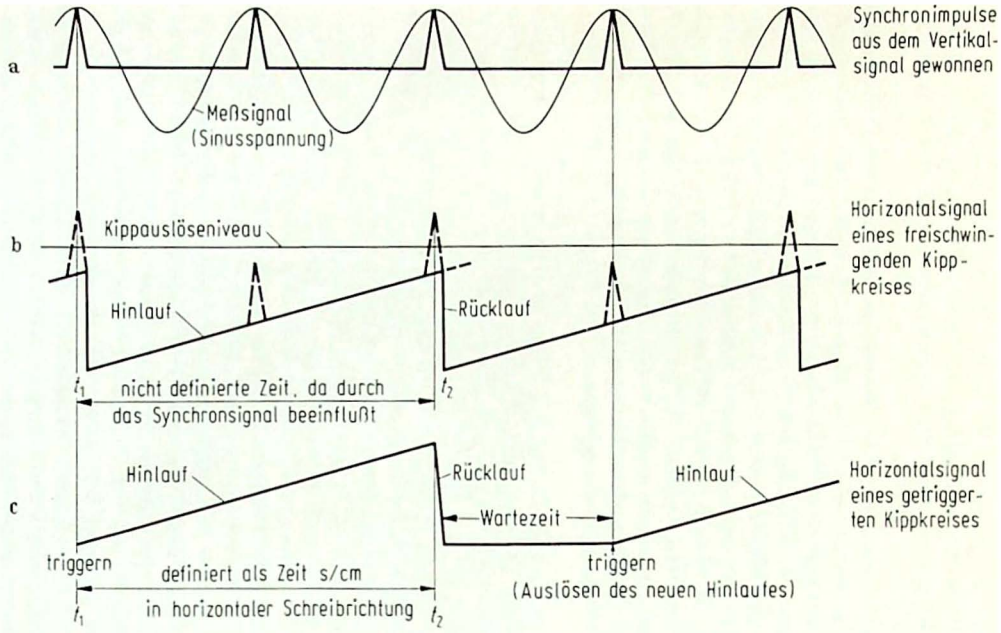

a
Meßsignal
(Sinusspannung)
Synchronimpulse
aus dem Vertikal-
signal gewonnen
b
Kippauslöseniveau
Hinlauf
Rücklauf
Horizontalsignal
eines freischwin-
genden Kipp-
kreises
t_1
nicht definierte Zeit, da durch
das Synchronsignal beeinflußt
t_2
c
Hinlauf
Rücklauf
Hinlauf
Wartezeit
Horizontalsignal
eines getrigger-
ten Kippkreises
triggern
definiert als Zeit s/cm
in horizontaler Schreibrichtung
t_1
t_2
triggern
(Auslösen des neuen Hinlaufes)

Abb. 4.2-15

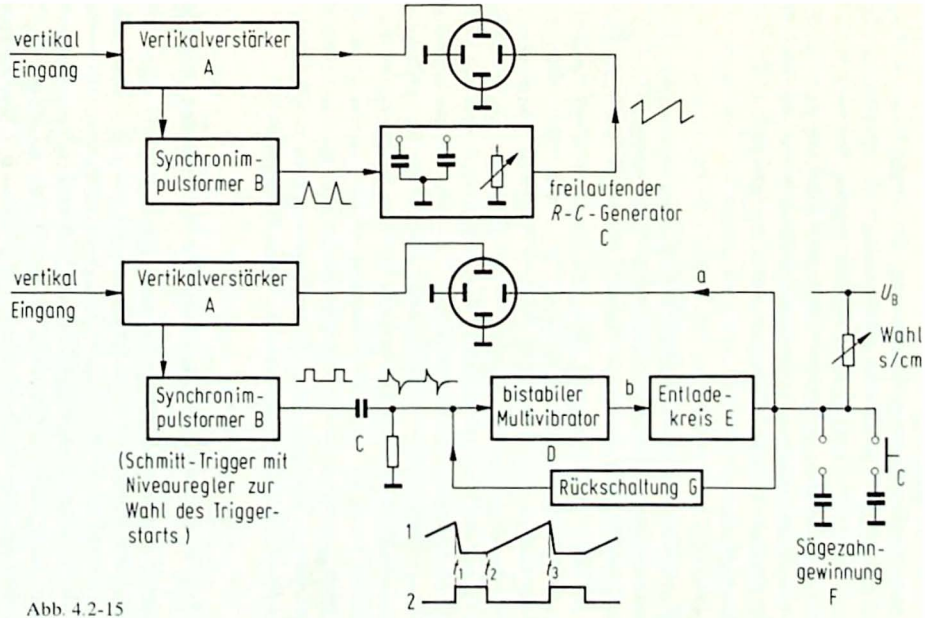

d
vertikal
Eingang
Vertikalverstärker
A
Synchronim-
pulsformer B
freilaufender
R-C-Generator
C
e
vertikal
Eingang
Vertikalverstärker
A
a
U_B
Wahl
s/cm
Synchronim-
pulsformer B
(Schmitt-Trigger mit
Niveauregler zur
Wahl des Trigger-
starts)
C
bistabiler
Multivibrator
D
b
Entlade-
kreis E
Rückschaltung G
C
1
2
t_1
t_2
t_3
Sägezahn-
gewinnung
F

Abb. 4.2-15

Ablauf wird lediglich von $R-C$-Gliedern des Kippgerätes bestimmt, die ihrerseits die definierte Zeitablenkung festlegen.

Damit ergeben sich exakte Ablenkzeiten, die nur durch die jeweils eingeschaltete R–C-Zeitkonstante beeinflußt werden. Eine Eichung der Zeitbasis in s/cm bis µs/cm ist daher ohne weiteres möglich. Der Funktionsablauf (Abb. 4.2–15 e) einer getriggerten Horizontalablenkung ist folgender: In der Stufe F wird über einen hochohmigen Widerstand dem Ladekondensator ein konstanter Strom eingespeist. Dadurch ergibt sich ein fast linearer Spannungsanstieg.

Ab einem bestimmten Schwellwert der Sägezahnspannung wird über die Rückschaltung G der bistabile Multivibrator D umgeschaltet, der über den Entladekreis E den Kondensator C entlädt. Das ist der Zustand von t_1-t_2 in dem gezeichneten Oszillogramm Abb. 4.2-15e. Der bistabile Multivibrator verharrt in dieser Stellung, wodurch über den Entladekreis während dieser Zeit der Kondensator C in seinem Potential festgehalten wird. Wenn jetzt der Synchronimpulsformer B einen geeigneten Auslöseimpuls – als Nadelimpuls über den Hochpaß gebildet – dem bistabilen Multivibrator von der Zeit t_1 ab (Abb. 4.2-15e) zuführt, so kann von t_1 ab der bistabile Multivibrator wieder zurückkippen. Der Entladekreis E gibt den Kondensator C frei und ein neuer Sägezahnhinlauf beginnt, bis über die Rückschaltung beim erreichten Potential (t_3) der Kondensator wieder entladen wird. Dieser Triggerimpuls wurde für die Kurven 1 und 2 in Abb. 4.2-15e für die Zeit t_2 angenommen. Aufgrund dieser Bedingungen ergeben sich bei einem getriggerten Oszillografen stillstehende, stabile Bildverhältnisse.

4.3 Die Grenzen der Meßtechnik für das einfache Oszilloskop

Gleichspannungsmessungen werden mit dem Oszilloskop relativ einfach durchgeführt, dabei kann der hohe Eingangswiderstand, der sich aus dem Tastteiler in Stellung 10 : 1 ergibt, voll ausgenutzt werden. Der Vorteil einer Gleichspannungsmessung bei einem Oszilloskop ist aber auch darin zu suchen, daß die hohe Empfindlichkeit von 10 mV – teilweise sogar 5 mV oder noch geringer – ausgenutzt werden kann. Das sind Werte, die einem einfachen elektronischen Vielfachmeßgerät verschlossen bleiben. Wie ist das Oszilloskop jetzt bei einer Gleichspannungsmessung zu bedienen? Je nach Anwendung wird entweder in Stellung 1 : 1 oder 10 : 1 des Tastteilers

gemessen. Im ersten Fall ist mit einem Belastungswiderstand von 1 MΩ und einer gesamten Eingangskapazität von ca. 75 pF zu rechnen.

Diese Kapazität setzt sich bekannterweise aus der eigentlichen Eigenkapazität des Oszilloskopes und der des Meßkabels zusammen. Im anderen Falle in der Stellung 10 : 1 wird das Meßobjekt lediglich mit ca. 10 pF und 10 MΩ belastet. Wir wissen hier jedoch, daß dann eine Empfindlichkeitseinbuße von 20 dB auftritt. Was muß nun weiter bei der Gleichspannungsmessung bedacht werden? Nehmen wir einmal an, unser Oszilloskopraster hätte eine Teilung wie in *Abb. 4.3-1*. Das heißt von der Mitte aus nach oben und unten je 5 volle Teilungen. Dann stellen wir bei einem positiven Meßsignal selbstverständlich die Nullinie des Oszilloskopes auf die horizontale Meßrasterlinie von z. B. – 4 und erklären diesen Ausgangspunkt als Gleichspannung Null Volt. Weshalb nutzen wir nun nicht den gesamten Schirm aus, fangen also bei – 5 an. Wir hatten hier anfangs schon erwähnt, daß das

Abb. 4.3-1

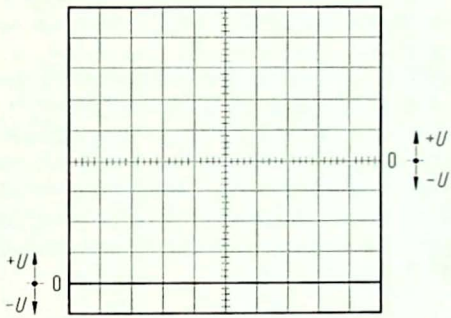
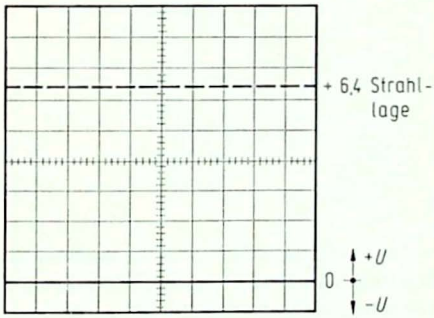


Abb. 4.3-2



Oszilloskop in vertikaler und horizontaler Richtung im Bereich von ca. 75 % sowohl von der Röhre als auch von der Aussteuerung der Verstärker her ohne Verzerrungen arbeitet; also wenden wir hier unser Wissen ruhig an und begrenzen uns auf eine Teilfläche des Schirmes. Von dieser nun erklärten Nullinie aus wird der Strahl bei positiver Gleichspannung nach oben ausgelenkt. Steht der Empfindlichkeitsschalter in der Stellung 100 mV/Teil, wird ein Tastkopf 10 : 1 benutzt und steht die Schreiblinie des Oszilloskopes auf 6,4 weiteren Teilstrichen, *Abb. 4.3-2*, so bedeutet das, die Gleichspannung hat eine Größe von 640 mV mal Faktor 10 (Tastkopf), sie ist also +6,4 V groß. Im umgekehrten Fall bei einer negativen Gleichspannung wird die Nullinie in den positiven Teil des Rasterfeldes geschoben und von dort aus entsprechend nach unten abgelesen.

Was ist sonst noch bei der Gleichspannungsmessung mit dem Oszilloskop zu beachten? Daß das Zeitablenkteil freilaufend auf eine Kippfrequenz gestellt wird, die eine flimmerfreie Linie ergibt, versteht sich von selbst. Ist die Gleichspannung impulsüberlagert, dann benutzen wir einen Tiefpaß; z. B. 1 kΩ – 1 µF.

Hier wollen wir erst einmal klären, daß im Hinblick auf die geringe Belastung des Meßobjektes möglichst mit dem Teilerkopf 10 : 1 gemessen werden soll. *Abb. 4.2-5* zeigt noch einmal die Belastungsgrößen, die durch den Oszilloskopeingang entstehen. Um den wesentlichen Faktor der kapazitiven Belastungen noch einmal hervorzuheben, die bei der 10 : 1 Stellung mit 10 pF und der 1 : 1 Stellung mit ca. 60 pF entstehen, möge folgende Tabelle dienen, die den kapazitiven Wechselstromwiderstand bei den dort angeführten Frequenzen angibt.

Frequenz	Belastung (kapazitiv) in Stellung (10 : 1); 10 pF	Belastung (kapazitiv) in Stellung 1 : 1; 60 pF
1 kHz	16 MΩ	2,7 MΩ
10 kHz	1,6 MΩ	270 kΩ
100 kHz	160 kΩ	27 kΩ
1 MHz	16 kΩ	2,7 kΩ
10 MHz	1,6 kΩ	270 Ω

Das Oszilloskop bietet bei Wechselspannungsmessungen die gleichzeitige Möglichkeit der Kurvenanalyse der zu untersuchenden Spannungen sowie auch der Messung der Spitze – Spitze-Werte in V_{ss}. *Abb. 4.3-3* zeigt

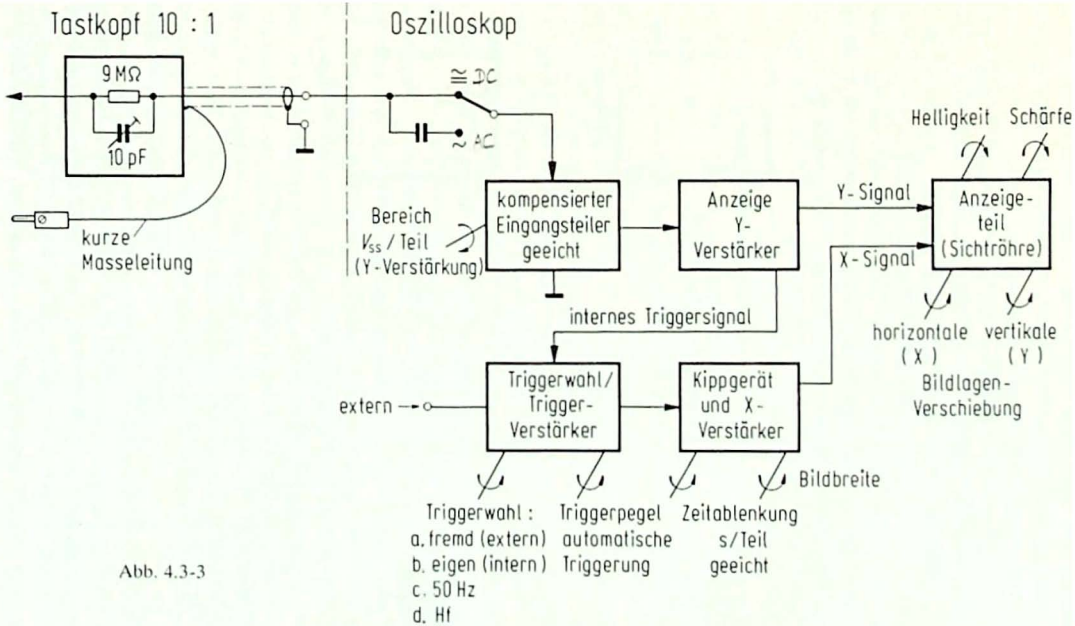

Tastkopf 10 : 1
Oszilloskop
9 MΩ
10 pF
kurze Masseleitung
≅ DC
~ AC
Bereich V_{ss} / Teil (Y-Verstärkung)
kompensierter Eingangsteiler geeicht
Anzeige Y-Verstärker
Y-Signal
X-Signal
Anzeige-teil (Sichtröhre)
Helligkeit
Schärfe
internes Triggersignal
horizontale (X)
vertikale (Y)
Bildlagen-Verschiebung
extern
Triggerwahl/ Trigger-Verstärker
Kippgerät und X-Verstärker
Bildbreite
Triggerwahl : a. fremd (extern) b. eigen (intern) c. 50 Hz d. Hf
Triggerpegel automatische Triggerung
Zeitablenkung s/Teil geeicht

Abb. 4.3-3

einmal die Ersatzschaltung des elektrischen Einganges des Oszilloskopes, siehe dazu auch *Abb. 4.3-4*, und zum anderen die Einstellknöpfe, die bei Wechselspannungsmessungen erforderlich sind. In den meisten Fällen ist eine Eichspannung am Oszilloskop verfügbar. Sie gestattet nicht nur, wie schon beschrieben, eine Spannungseichung, sondern auch eine Kurveneichung (Abgleich des Tastkopfes). Ist eine derartige Spannung am Gerät nicht vorhanden, so ist eine Kontrolle und Einstellung an einem externen Generator nach *Abb. 4.3-5* möglich. Ein Überprüfen an einem 50-Hz-Rechtecksignal ist für uns wenig sinnvoll, da sich dann an den Anstiegsflanken, bedingt durch die kleine Zeitkonstante des Eingangsteilers, gegenüber

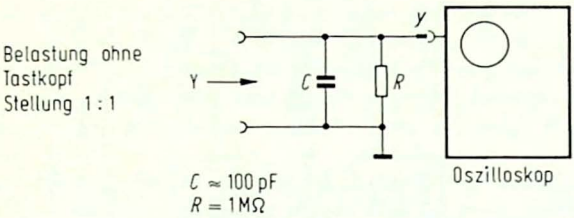


Abb. 4.3-4

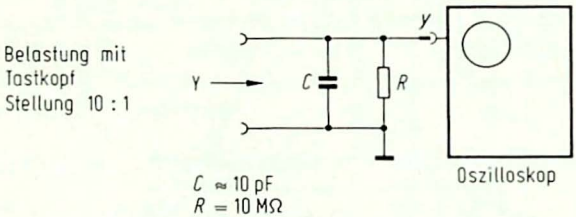
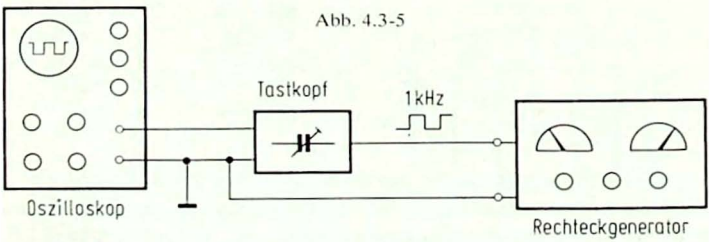


Abb. 4.3-5



der großen Folgefrequenz der Signale scharfe Nadeln ergeben, die dem horizontalen Niveau des Impulsdaches schlecht angeglichen werden können.

Es ist weiterhin wichtig, wie oben kurz erwähnt wurde, vor der Aussage über eine Spannungsgröße die Spannungseichung des Oszilloskopes zu kontrollieren. Besitzt das Gerät eine eingebaute Eichspannungsquelle, so ist eine Eichung schnell möglich. Ist die Eichspannung z. B. mit U_{SS} = 1 V angegeben, so ergibt sich ohne Tastkopf, also bei direktem Y-Eingang, beispielsweise in den Stellungen 0,1 V/Teil ein Ausschlag von 10 Rasterlinien, bei 1 V/Teil entsprechend eine Rasterlinie. Bei eingeschaltetem Spannungsteilertastkopf 10 : 1 erhalten wir zehn Y-Rasterlinien ausgeschrieben, bei 0,01 V/Teil und bei der Stellung 0,1 V/Teil wird eine Y-Rasterlinie mit Tastkopf beschrieben. Steht keine interne Eichspannung zur Verfügung, so wird entweder die bekannte Spannung eines Nf-Generators benutzt, oder aber – wie es in der Praxis häufig gemacht wird – wir verwenden eine dafür gebaute Eichspannungsquelle. Eine einfache Möglichkeit zeigt *Abb. 4.3-6*. Der Spannungsteiler hat drei Ausgangsspannungen: 100 V_{ss}; 10 V_{ss}; 1 V_{ss}. Nach Anschluß an das 220 V-Netz – Sicherheitsvorschriften beachten – ist dieses einfache Zusatzgerät sofort betriebsbereit. Ein derartiges Gerät läßt sich ebenfalls einfach und modifiziert auf die im Oszilloskop vorhandenen Wechselspannungen leicht in das Gerät einbauen. Die Spannungseichung des Vertikalabschwächers kann so in praktisch sämtlichen Bereichen überprüft werden. Das gleiche gilt für die Prüfung des Tastkopfes. Für die gleichzeitige Kontrolle der Eichung und zum Abgleich des Tastkopfes ist das Zusatzgerät in *Abb. 4.3-7* geeignet. Der symmetrische Multivibrator schwingt auf einer Frequenz von etwa 1 kHz. Die Ausgangsspannung am Kollektor des Transistors T 2 beträgt rund 14 V. Die Kollektorspannung von T 2 gelangt auf eine Z-Diode, welche die Ausgangsspannung weitgehend unabhängig von der Betriebsspannung macht. Mit einem geeichten Spannungsmeßgerät (Oszilloskop) wird das Potentiometer P so eingestellt, daß am Ausgang entsprechend 5 V_{ss} oder 1 V_{ss} entstehen. Auch dieses Zusatzgerät läßt sich leicht in ein Oszilloskop einbauen, es ist stets einsatzbereit und bietet die Möglichkeit, Spannungs- und Kurveneichungen vorzunehmen.

Bei der Wechselspannungsmessung wird nun das Wechselspannungseingangssignal über einen Tastkopf dem Oszilloskopeingang zugeführt. Ein geeichter Abschwächer am Eingang paßt die Meßspannung an die Größe des Meßrasters an. Gleichspannungsoszilloskope haben am Eingang die Umschaltmöglichkeit für Gleich- oder Wechselspannungseingang. Bei

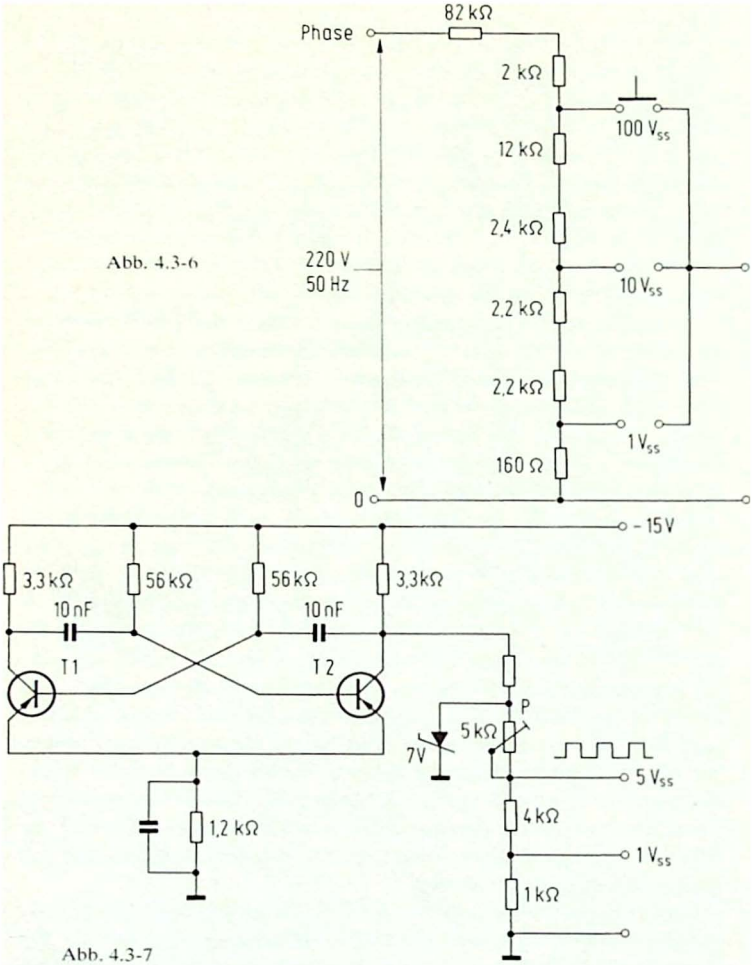


Abb. 4.3-6

Abb. 4.3-7

Wechselspannungsmessungen schalten wir den Eingangswähler entsprechend auf Wechselspannung, da dann im Falle der Überlagerung der Wechselspannungen auf ein Gleichspannungspotential keine Verschiebung der X-Nullinie nach oben oder unten erfolgt, so daß der Einsteller für die vertikale Verschiebung unbenutzt bleibt. Bei Messungen in der Ton-Nf-Technik sollten wir aber beachten, daß bei der Wahl des Wechselspannungseinganges im Oszilloskop ein Kondensator zur Trennung der Gleichspannungskomponente in den Signalweg geschaltet wird. Daraus ergibt sich bei Messungen sehr tiefer Frequenzen (< 40 Hz) eine bereits nicht zu vernachlässigende Absenkung der Amplitude durch die untere Grenzfrequenz dieser Anordnung. Bei diesen Frequenzgrößen empfiehlt es sich, durch Umschalten auf den Gleichspannungseingang die Amplitudengleichheit beider Anzeigen zu kontrollieren. Ähnliche Bedingungen gelten bekannterweise auch für Messungen im oberen Frequenzgebiet. Auch hier wird mit zunehmender Meßfrequenz die Anzeige in ihrer Amplitude verfälscht. Deshalb müssen wir noch einmal auf die Bandbreite des Oszilloskopes hinweisen, wozu wir uns auch die Durchlaßkurve Abb. 4.2-4b ansehen.

Mit dem Potentiometer für die vertikale Bildlage kann das Signal mit seiner oberen oder unteren Kante entsprechend auf eine Rastergrundlinie gestellt werden, von wo aus die Amplitudenbestimmung vorgenommen wird. Das ist in *Abb. 4.3-8* gezeigt. Dort ist das Steuersignal einer Bildkipp-Endstufe abgebildet. Weiterhin sind die Einstellvorgänge für eine optimale Bildablenkung dargestellt. Die Bildbreite stellen wir grundsätzlich so ein, daß der Beginn und das Ende der betrachteten Zeitlinie links und rechts in den sichtbaren Teil der Bildröhre fällt. Diese Einstellung entspricht in den meisten Fällen der Einstellung „geeicht" des Bildbreiteneinstellers. Für den Fall einer Zeitmessung (vertikale Rasterlinien) muß die Zeitablenkung in Stellung geeicht gebracht werden.

Abb. 4.3-8*a* zeigt den Fall, daß die Zeitablenkung nicht optimal eingestellt ist. Es sind mehrere Kurven zu sehen, die Kurven sind zu gedrängt. Eine genaue Kurvenanalyse ist schlecht möglich. Die Zeiteichung steht auf 20 ms/Teil. Wir stellen auf 5 ms/Teil und „dehnen" damit die Kurve Abb. *4.3-8b*. Häufig wird jedoch der Fehler gemacht, daß mit Hilfe des Einstellers für die Bildbreite gedehnt wird und sich somit ein ähnliches Bild 4.3-8 wie in b und c ergibt. Das hat jedoch zwei Nachteile:

1. In den meisten Fällen wird ein „Jittern" des Bildes in horizontaler Richtung entstehen. Dieser Fehler entsteht durch unsauberen Triggereinsatz.

2. Durch die relativ höhere Schreibgeschwindigkeit für diesen Fall wird sich nur ein kleiner Teil der sonst zur Verfügung stehenden Helligkeit ausnutzen lassen. Der Einsteller für die Bildbreite wird nur dann benutzt, wenn man bei optimal zeitlich aufgelösten Bildern nach 4.3-8b oder c Teilstücke des Bildes gedehnt betrachten will.

Wir müssen dabei berücksichtigen, daß die Zeiteichung bei dieser Einstellung in den meisten Fällen entfällt.

Die Kurve in Abb. 4.3-8b eignet sich noch nicht für eine Spannungsabstimmung. Mit dem Einsteller für vertikale (Y-)Bildlage verschieben wir die gesamte Kurvenform so weit, bis das obere oder untere Spannungsmaximum (Spannungsspitze) auf einer horizontalen Rasterlinie liegt. Danach

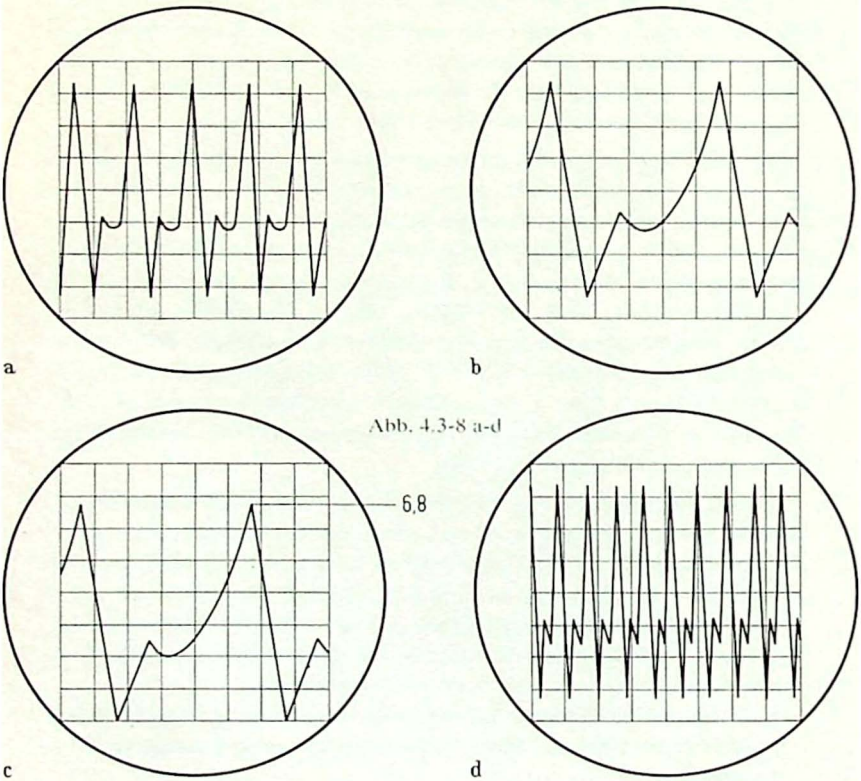


Abb. 4.3-8 a-d

wird die Spannung abgelesen und bestimmt. Für die Errechnung des Spannungswertes sind drei Faktoren maßgebend:

1. Wie groß ist die Spannungsunterteilung im Tastkopf?
(üblicherweise 10 : 1)
2. Welche Stellung hat der Eingangsteiler?
(in unserem Beispiel 0,25 V/Teil).
3. Wieviel Rasterlinien werden von dem Signal Abb. 4.3-8*c* beschrieben?
(in unserem Beispiel 6,8).

Jetzt läßt sich die Spannung ermitteln. Durch die Stellung des Eingangsteilers auf 0,25 V/Teil und der zusätzlichen Unterteilung des Tastkopfes 10 : 1 ergibt sich eine Empfindlichkeit von 0,25 · 10 V/Teil = 2,5 V/Teil. Die Spannung beschreibt 6,8 Rasterlinien, damit erhalten wir:

$$U_{ss} = 2{,}5\ \text{V} \cdot 6{,}8 = 17\ \text{V}$$

Bei der Messung einer Sinusspannung kann zum Beispiel leicht der Effektivwert aus der Gleichung

$$U_{eff} = \frac{U_{ss}}{2 \cdot \sqrt{2}}$$

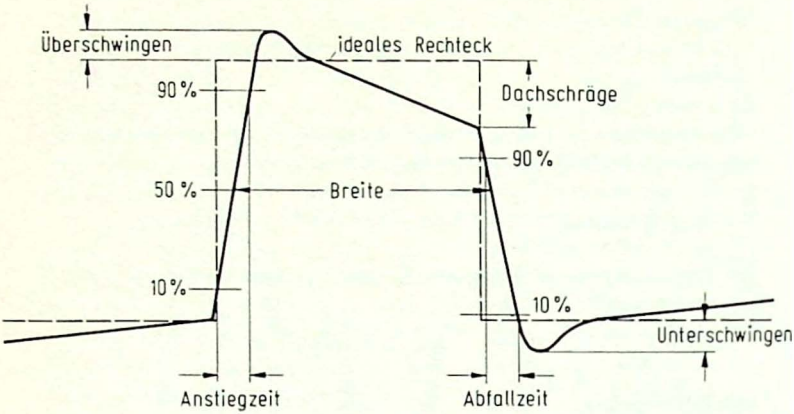
errechnet werden.

Oft läßt sich die Spannung besser ablesen, wenn wie in Abb. 4.3-8*d* eine niedrigere Kippfrequenz gewählt wird, so daß die Kurven so eng aneinandergeschrieben werden, daß sich an den Ober- und Unterkanten des Oszillogrammes ein grüner Leuchtsaum bildet, der über die ganze Länge der X-Rasterlinien eine Amplitudenbeurteilung zuläßt.

Es empfiehlt sich, wie mehrfach betont, Messungen mit dem Oszilloskop immer unter Zwischenschaltung des Teiler-Tastkopfes vorzunehmen. Es ergibt sich dadurch zwar eine größere Unempfindlichkeit (Faktor 10) des Y-Verstärkers. Dieser Nachteil wird jedoch durch eine günstigere Eingangsimpedanz 10 MΩ//10 pF gegenüber 1 MΩ//70 pF wieder ausgeglichen. Weiter kommt hinzu, daß außer der geringeren Belastung des Meßobjektes mit dem Tastkopf auch kürzere Leitungen (kleinere Zuleitungsinduktivitäten) erreicht werden. Lediglich an den Stellen, an denen die Spannungsquelle im Niederfrequenzgebiet einen geringeren Innenwiderstand hat (zum Beispiel Netzteile, Nf-Endstufen), kann das Oszilloskop ohne Bedenken direkt 1 : 1 angeschlossen werden.

Die Abb. 4.3-9 zeigt abschließend festgelegte Bezeichnungen eines Rechtecksignales und eines Dreiecksignales wie sie in der Oszillografenmeßtechnik benutzt werden.

Rechteck - Verzerrung



Dreiecksignal - Verzerrung

A Amplitude
T Wiederholungszeit

$$\text{Asymmetrie} = \frac{\Delta T}{T} \cdot 100\,\% \quad ; \quad \text{Nichtlinearität} = \frac{\Delta A}{A} \cdot 100\,\%$$

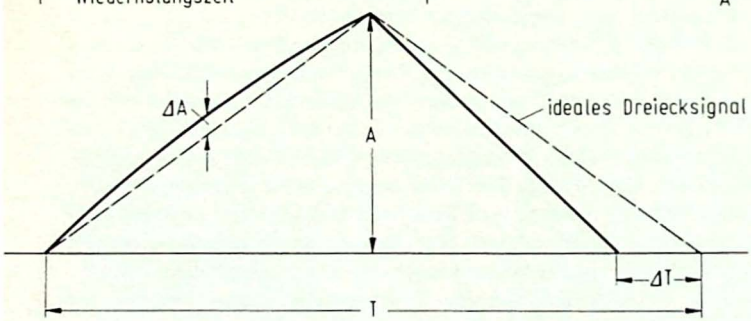


Abb. 4.3-9

Der X-Y-Betrieb:

Für die Darstellung von Kennlinien, Frequenzmessungen und Phasenmessungen werden gleiche X- und Y-Verstärker bei einem Oszilloskop vorausgesetzt. Das bedeutet, daß sowohl die Bandbreite – als zweifellos wichtigstes Argument – als auch die Empfindlichkeit beider Verstärker übereinstimmen müssen. In den meisten Fällen ist das nicht gegeben. Gerade die Bandbreite weist Unterschiede von 1 : 10 oder noch mehr auf, so daß bei Phasenmessungen in den Gebieten der Grenzfrequenz erhebliche Fehler auftreten können. Hier müssen wir uns auf die Bandbreite des Verstärkers beschränken, der den kleinsten Wert aufweist. Normalerweise ist das der X-Verstärker. Wir müssen jedoch auch hier daran denken, daß bei einer angegebenen Bandbreite von z. B. 1 MHz (–3 dB) bereits eine Phasenverschiebung von 45° vorhanden ist. Was tun? Wir müßten die Frequenz des X-Verstärkers ausfindig machen, die noch innerhalb ca. –0,2 dB liegt. Das ist einmal durch eine Bandbreitenmessung möglich. Auf der anderen Seite können wir als ungefähren Wert die halbe Bandbreite annehmen, also in unserem Falle ca. 500 kHz. Da die Y-Bandbreite normalerweise beträchtlich oberhalb dieses Wertes liegt, können wir bei einer Bandbreite kleiner als 500 kHz für beide Verstärker mit den geringsten Fehlern rechnen. Unterschiedliche Empfindlichkeiten sind nicht wesentlich, da diese ohnehin den jeweiligen meßtechnischen Gegebenheiten angepaßt werden.

Wie lassen sich jetzt die so sehr wichtigen Phasenmessungen hinsichtlich kleinster Fehler bei hohen Frequenzen festlegen? Anders ausgedrückt, bei welchen Frequenzen sind die X-Y-Eigenschaften des Oszilloskopes noch gleich? Dazu wird *Abb. 4.3-10* benutzt. Zuerst wird der X-Verstärker an den Hf-Generator angeschlossen und z. B. bei einer eingestellten Frequenz von 20 kHz auf eine Ablenkung von ca. 60 % in horizontaler Richtung gestellt. Danach wird der Y-Verstärker ebenfalls auf die gleiche Größe der Auslenkung, nämlich 60 %, in vertikaler Richtung gebracht. Jetzt werden beide Verstärkereingänge parallel an den Meßgenerator angeschlossen. Der Amplitudengang kann dadurch beurteilt werden, daß die Linie *Abb. 4.3-11* jetzt unter 45° auf dem Schirm erscheint. Eine andere Neigung setzt dann unterschiedliche Verstärkungseigenschaften beider Verstärker voraus. Wird der Hf-Generator jetzt zu höheren Frequenzen durchgedreht, so macht sich eine Phasenabweichung beider Verstärker durch eine leichte Verformung der 45° Linie – Schleifenbildung – bemerkbar. Bis zu der merkbaren Verformung arbeiten beide Verstärker mit gleichen Meßdaten.

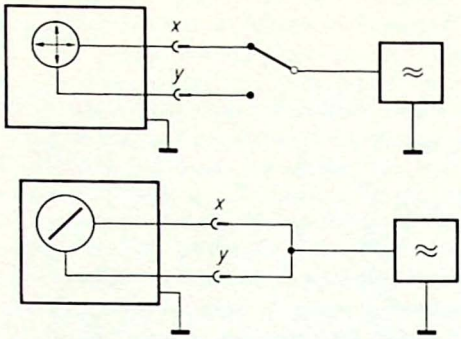
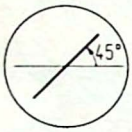
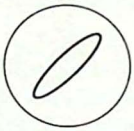


Abb. 4.3-10



Phasenverlauf beider Verstärker gleich
45° ≙ gleiche X-Y-Verstärkung



Phasenverlauf beider Verstärker ungleich

Abb. 4.3.11

5 Der einfache Sinus-Rechteck-generator

Der Sinus-Rechteckgenerator wird sowohl in der Rundfunktechnik, z. B. zum Prüfen von Niederfrequenzverstärkern, als auch in der Elektronik und besonders auch im Labor für Meßaufgaben benötigt. Er ist auch für den Hobbyelektroniker ein sehr wichtiges Meßgerät.

5.1 Eine kurze Einführung in die Meßtechnik

Genaugenommen besteht der Sinus-Rechteckgenerator in den meisten Fällen lediglich aus einem R-C-Sinusgenerator, der ein klirrarmes (oberwellenreines) Sinus-Grundsignal erzeugt. Dabei ist die Frequenzgrenze von ca. 5 Hz bis ca. 100 kHz für die meisten Meßaufgaben ausreichend. Die Ausgangsspannung ist regelbar in ihrer Amplitude und weist Werte bis zu 5 V_{eff} auf. Sonderausführungen gehen in der Frequenzgrenze bis zu 2 oder 3 MHz. Das ist jedoch für den einfachen Anwendungsfall in der Elektronik nicht erforderlich.

Dem eigentlichen Sinusgenerator ist nun eine Schaltstufe nachgeschaltet, die aus dem Sinussignal ein Rechtecksignal erzeugt. Diese Stufe besteht häufig nur aus zwei Transistoren und ist als Schmitt-Trigger geschaltet (siehe Abb. 5.1-1). Es ist zu erkennen, das der Sinus-Oszillator einmal seine Spannung direkt zu der Ausgangsbuchse für Sinusspannung führt. Weiter ist zu sehen, daß die gleiche Sinusspannung der Schmitt-Triggerstufe zugeführt wird, die das Sinussignal in ein Rechtecksignal umwandelt. Dabei können wir mit dem Potentiometer P das Tastverhältnis der Rechteckschwingungen einstellen. Das bedeutet, das Zeitverhältnis der positiven und der negativen Rechteckspannungen.

Abb. 5.1-2 zeigt uns als Beispiel drei Möglichkeiten. Je nach Einstellung des Potentiometers P aus der Abb. 5.1-1 sind so sehr verschiedene wählbare Rechteckformen möglich.

Der Sinusgenerator wird in der Nf-Technik benötigt, um z. B. den Verstärkungsfaktor eines Verstärkers zu ermitteln. Dazu wird nach Abb. 5.1-3 der Sinusoszillator mit dem Eingang des Nf-Verstärkers verbunden und die

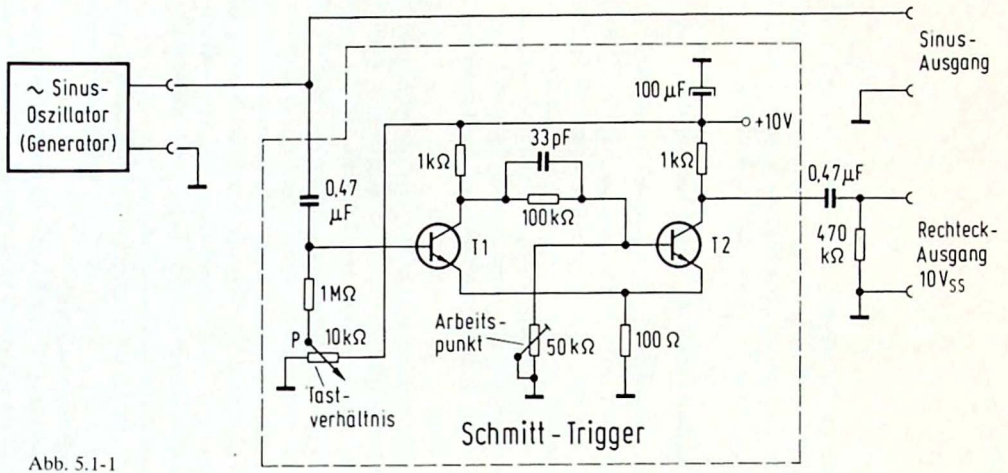

~ Sinus-
Oszillator
(Generator)
0,47
µF
1MΩ
P
10kΩ
Tast-
verhältnis
1kΩ
33pF
100kΩ
T1
Arbeits-
punkt
50kΩ
100 Ω
100 µF
+10V
1kΩ
T2
0,47µF
470
kΩ
Sinus-
Ausgang
Rechteck-
Ausgang
10 V_{SS}
Schmitt - Trigger

Abb. 5.1-1

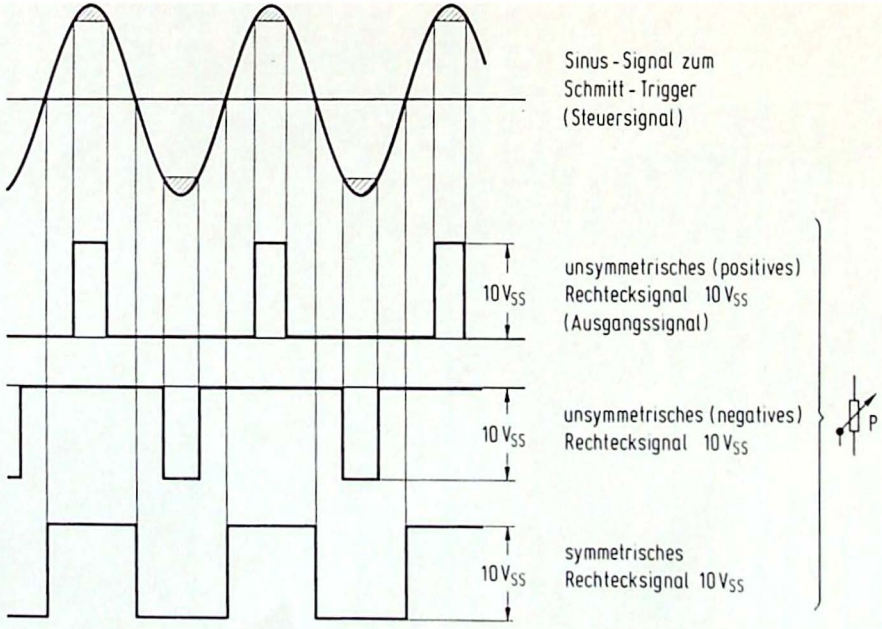

Sinus - Signal zum
Schmitt - Trigger
(Steuersignal)
10 V_{SS}
unsymmetrisches (positives)
Rechtecksignal 10 V_{SS}
(Ausgangssignal)
10 V_{SS}
unsymmetrisches (negatives)
Rechtecksignal 10 V_{SS}
P
10 V_{SS}
symmetrisches
Rechtecksignal 10 V_{SS}

Abb. 5.1-2

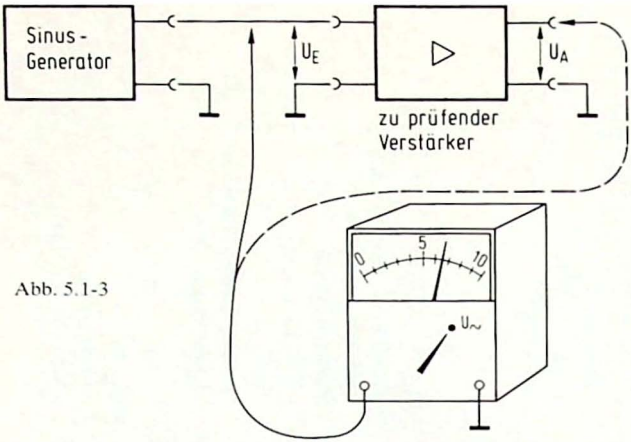


Abb. 5.1-3

Eingangsspannung gemessen. Daraufhin wird die Ausgangsspannung bestimmt. Das Verhältnis beider Spannungen zueinander ergibt den Verstärkungsfaktor. Dabei ist jedoch zu beachten:

- Der Verstärkungsregler des Verstärkers muß voll aufgedreht sein.
- Die Eingangsspannung des Verstärkers beträgt dann oft nur einige Milli-Volt.
- Das wiederum kann nur mit einem Millivoltmeter oder Oszilloskop gemessen werden.
- Die Eingangsleitungen müssen abgeschirmt sein, damit Brummstörungen vermieden werden.
- Die Eingangsspannung darf nicht zu groß gewählt werden, damit der Verstärker nicht übersteuert wird.
- Schließlich muß der Ausgang des Verstärkers mit seinem vorgesehenen Belastungswiderstand abgeschlossen sein.
- Auch die Meßfrequenz sollte nicht zu niedrig oder zu hoch gewählt werden. Eine Freqeunz von 1 kHz ist immer richtig.

Ein ganzer Katalog von Forderungen, den auch der Hobbyelektroniker berücksichtigen muß, wenn er sich mit diesem Meßproblem auseinandersetzen will.

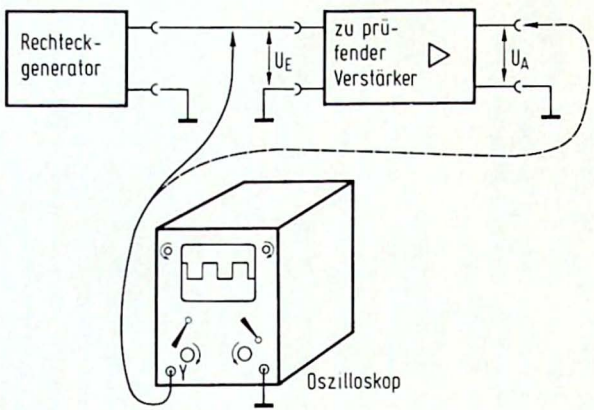
Oft wird der Sinus-Oszillator auch in der Verstärkertechnik benutzt, um feststellen zu können, ob der Verstärker zu Verzerrungen neigt oder nicht.

In dem Falle wird ein einfaches Oszilloskop an den Verstärkerausgang angeschlossen und auf dem Bildschirm betrachtet, ob die Ausgangspannung noch eine Sinusform aufweist. Mit dem Oszilloskop können die einzelnen Verstärkerstufen angetastet werden. So ist ein evtl. Fehler schnell einzukreisen.

Das Rechtecksignal wird in der Verstärkertechnik und der Elektronik ebenfalls sehr häufig für eine Untersuchung der Verstärkereigenschaften benutzt. Dabei ist als Anzeigegerät allerdings ein Oszilloskop erforderlich. Ein Rechtecksignal besteht aus der Addition sehr vieler einzelner Sinusschwingungen unterschiedlicher Frequenz und Amplitude. Ein 1 kHz Rechtecksignal besitzt z. B. eine 1 kHz Sinusschwingung in der Amplitudengröße des Rechtecksignales. Dann ist 3 x 1 kHz eine 3 kHz Sinusschwingung mit einer 1/3 Amplitude; 5 x 1 kHz ist eine 5 kHz Sinusschwingung mit einer 1/5 Amplitude usf. vorhanden. Werden diese Schwingungen zeitlich richtig zueinander gebracht und addiert, so ergeben sie das Rechtecksignal. Ein Rechtecksignal besteht also aus einer Grundsinusschwingung und einer sehr großen Anzahl von Oberwellen. Werden jetzt irgendwelche Frequenzen aus diesem Gemisch herausgesiebt, so ist das Rechteckaussehen gestört. Der Elektroniker erkennt daran bereits wesentliche Fehler eines Verstärkers.

Nach Abb. 5.1-4 lassen sich folgende Grenzfälle zeigen. In der Abb. 5.1-4a zeigt das Oszillogramm eine einwandfreie Kurvenwiedergabe. In der Abb. 5.1-4b erkennen wir, daß die Anstiegs- und Abfallflanken des Rechtecksignales Impulsnadeln bilden. Der Elektroniker sagt: das Signal wird differenziert und weiß, daß in diesem Fall die höherfrequenten Signalanteile der vielen Sinusschwingungen, die das Rechtecksignal bilden, bevorzugt verstärkt werden. So kann das Signal aussehen, wenn der Höhenregler des Verstärkers betätigt wird. Abb. 5.1-4c zeigt den umgekehrten Fall. Hier werden die hohen Frequenzen benachteiligt verstärkt. Der Elektroniker sagt: das Signal wird hier integriert. Die Rechteckkanten werden verschliffen. Die Abb. 5.1-4d zeigt noch den Fall eines Oszillogrammes, wenn die Grundwelle des Sinussignales einer Rechteckschwingung in zu kleiner Amplitude übertragen wird. Das tritt dann ein, wenn z. B. der Koppelkondensator in seinem Kapazitätswert zu gering bemessen wird. Es ist ein ähnlicher Fall wie in Abb. 5.1-4b gezeigt.

Wir erkennen somit, daß ein Sinussignal wichtig ist für die Betrachtung der Verstärkereigenschaften eines Verstärkers, sowie für die Beurteilung seiner verzerrungsfreien Wiedergabe. Das Rechtecksignal wird benötigt


Rechteck-
generator
U_E
zu prü-
fender
Verstärker
U_A
Oszilloskop

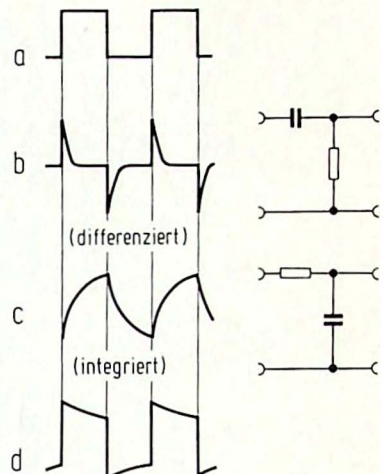

a
b
(differenziert)
c
(integriert)
d

Abb. 5.1-4 a-d

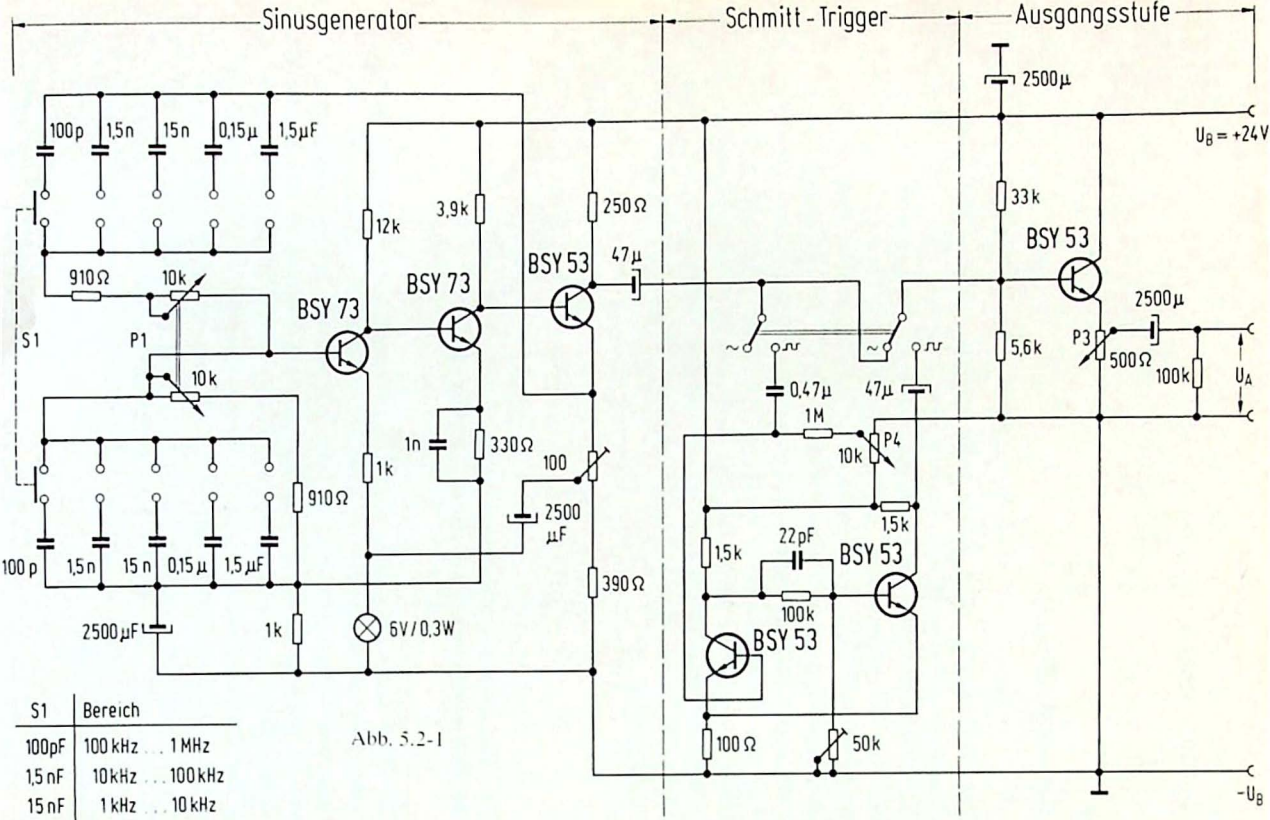
um festzustellen, ob der Frequenzgang des Verstärkers den an ihn gestellten Anforderungen entspricht.

5.2 Die Bedienung

Hier ist es richtig, wenn wir uns einen einfachen Sinusoszillator ansehen, den wir uns leicht nachbauen können. Abb. 5.2-1 zeigt dazu die Schaltung. Der Stufenschalter S_1 stellt den gewünschten Frequenzbereich grob ein. Mit dem Potentiuometer P_1 ist die Fehleinstellung der gewünschten Frequenz gegeben. Mit dem Potentiometer P_3 wird die Amplitude der Ausgangsspannung geregelt. Der Schalter S_2 wählt die Ausgangsspannungsform, entweder die Sinusspannung oder die Rechteckspannung. Schließlich stellt das Potentiometer P_4 das Tastverhältnis des Rechtecksignales ein. Damit ist bereits die Bedienung eines einfachen Sinus-Rechteckgenerators – die bei größeren Geräten genauso vor sich geht – beschrieben. Mit diesem doch recht unkomplizierten Gerät kann der Hobbyelektroniker schon sehr viel anfangen.

5.3 Die Grenzen der Meßtechnik für den einfachen Sinus-Rechteckgenerator

Ein Sinus-Rechteckgenerator ist für den Elektroniker erst dann sinnvoll, wenn er außerdem über ein Oszilloskop verfügt. Dabei genügt uns bereits ein kleines Gerät mit einer Bandbreite von ca. 5 MHz. Das ist oft bereits unter DM 500.– zu haben. Ist ein derartiges Skope vorhanden, so kann der Hobbyelektroniker eine Vielzahl von Messungen und Untersuchungen mit diesen beiden Geräten vornehmen. Mit dem unter Abb. 5.2-1 beschriebenen Gerät und einem Oszilloskop sind uns keine merklichen Grenzen gesetzt. Sowohl die Ausgangsspannungsgröße als auch die Frequenzen des Gerätes sind für uns ausreichend. Ein einfaches Oszilloskop ist jedoch erforderlich, da sonst die Aussagekraft des Sinusrechteckgenerators stark eingeschränkt wird.



S1	Bereich
100pF	100 kHz . . . 1 MHz
1,5 nF	10 kHz . . . 100 kHz
15 nF	1 kHz . . . 10 kHz
0,15 µF	100 Hz . . . 1 kHz
1,5 µF	10 Hz . . . 100 Hz

Abb. 5.2-1

6 Der Regeltrenntransformator

Unter einem Regeltrenntransformator verstehen wir einen Transformator mit getrennter Primär- und Sekundärwicklung. Die Sekundärwicklung dieses Ringkerntransformators ist über einen Schleifkontakt an den einzelnen Windungen „abtastbar". Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, die Sekundärspannung von 0 V bis zu ihrem maximalen Wert von z. B. 250 V einzustellen.

6.1 Eine kurze Einführung in die Meßtechnik

Die Abb. 6.1-1 zeigt das Schaltbild und Anschlußbild eines Regeltrenntransformators mit Strom- und Spannungsmesser. Der Regeltrenntransformator wird in der Elektronik aus zwei Gründen eingesetzt, die der Hobbyelektronik ebenfalls sehr dienlich sind.

Da ist einmal der Schutz der Netztrennung. Der Trenntransformator trennt die Phase des Lichtnetztes galvanisch von der Sekundärwicklung. Dadurch ist in vielen Fällen ein Gefahrenmoment beseitigt. Meßtechnisch wird der Regeltrenntransformator zum anderen dazu benutzt, Spannungsnetzteile, die z. B. elektronisch stabilisiert sind, auf ihr Verhalten bei Über- oder Unterspannung zu prüfen. Für den Hobbyelektroniker ist auch noch der Vorteil zu nennen, den der Regeltrenntransformator bietet, wenn kleinere Wechselspannungen benötigt werden.

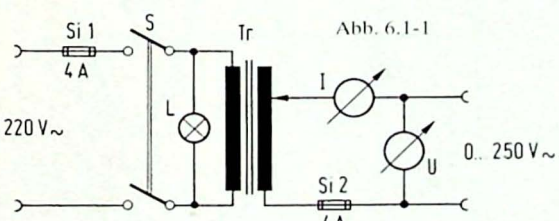


Abb. 6.1-1

6.2 Die Bedienung

Dieses wenig komplizierte Gerät läßt sich auch einfach bedienen. Nach dem Einschalten ist es betriebsbereit. Die Sekundärspannung wird über das Instrument V angezeigt. Ist ein Verbraucher eingeschaltet, so kann der entnommene Strom an dem Instrument I abgelesen werden. Über einen Bedienkopf wird der Schleifer mechanisch betätigt. Zwei Sicherungen sind erforderlich, damit besonders auch die Sekundärwicklung bei kleinen Spannungen und großer Stromentnahme geschützt ist. Die Lampe L und das Instrument U signalisieren, welche Sicherung evtl. defekt ist. Sicherheitsvorschriften bei Spannungen größer 30 Volt sind zu beachten.

6.3 Die Grenzen der Meßtechnik für den Regeltrenntransformator

Die elektrischen Grenzen sind durch die Daten des Gerätes gesetzt. Die angegebene maximale Leistung bestimmt bei der höchsten Sekundärspan-

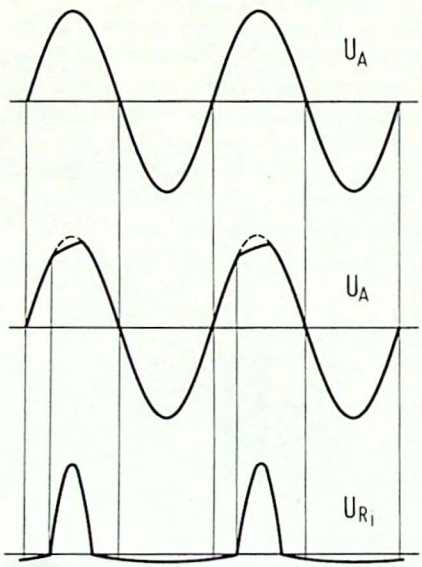


Abb. 6.3-1

nung den Strom. Wird die Sekundärspannung verkleinert, so kann nicht mit gleicher Leistung durch Erhöhen des Stromes gerechnet werden. Die Sekundärwicklung ist in ihrem Drahtdurchmesser für einen Nennstrom dimensioniert, der nicht überschritten werden darf. Wichtig ist auch zu wissen, daß der Regeltrenntransformator einen Innenwiderstand aufweist, der bei ca. 3 bis 5 Ω (je nach Leistung des Transformators) liegt. Dadurch kann ein Meßfehler entstehen, wenn der Transformator impulsförmig durch einen Gleichrichter oder Thyristor belastet wird. Die eingeschalteten Meßwerke zeigen dann falsche Werte. Sie sind auf eine Sinusspannungsform geeicht.

Die Abb. 6.3-1 zeigt die Verformung der Sinusspannung einmal bei Ohmscher Last – unverformt – und zum anderen bei Impulsbelastung entsprechend verzerrt. In diesen Fällen ist zu berücksichtigen, daß der Spitzenwert der Ausgangsspannung U um das Produkt $I \cdot R_i = U_{Ri}$ kleiner wird.

Ein Beispiel soll den Fehler veranschaulichen. Bei einer Wechselspannung von 220 V_{eff} beträgt der Spitzenwert $220 \cdot \sqrt{2} = 311$ V. Wenn jetzt während der positiven Spitze ein Ladestrom von 3 A fließt und der Innenwiderstand des Transformators 5 Ω groß ist, ergibt sich ein Spannungsfehler von

$U_{Ri} = 5\ \Omega \cdot 3\ A = 15$ V. Demnach ist die Spitzenspannung der positiven Halbwelle nur noch

311 V – 15 V = 296 V groß.

7 Das stabilisierte Netzteil

Stabilisierte Netzteile werden für alle elektrischen Schaltungen zur Erzeugung der erforderlichen Versorgungsspannung(en) benötigt. Da ein unstabilisiertes Netzteil nur geringfügig billiger ist als das stabilisierte Netzteil, finden wir höchstens in Sonderfällen noch die einfache Ausführung. Ein stabilisiertes Netzteil hat die Aufgabe, die benötigte Ausgangsspannung von z. B. 10 V unabhängig von Belastungsänderungen konstant zu halten. Es besitzt deshalb – durch einen elektronischen Nachregelkreis – einen sehr kleinen Ohmschen Innenwiderstand. Er liegt in der Größenordnung von einigen mΩ (Milli-Ohm).

7.1 Eine kurze Einführung in die Meßtechnik

Stabilisierte Netzteile werden für die Elektronik sehr häufig regelbar ausgeführt. Das bedeutet, die Ausgangsspannungen können z. B. zwischen 1 V...20 V geregelt werden. Der eingestellte Wert ist dann automatisch stabilisiert. Die Netzteile sind in fast allen Fällen auch kurzschlußsicher. Das bedeutet bei ansteigender Stromentnahme ein plötzliches Einsetzen der Strombegrenzung, wenn der für das Gerät maximal vorgegebene Wert erreicht ist oder sogar überschritten wird. Sehr oft wird dieser Stromeinsatz noch regelbar gemacht. Dadurch ist für den Elektroniker die Möglichkeit gegeben, für seine Versuchsschaltung den maximalen Strom zu bestimmen und einzustellen. Die Elektronikschaltung wird somit sinnvoll geschützt, wenn vorgesehene Stromdaten überschritten werden.

Es erweist sich als zweckmäßig, bei einem elektronisch stabilisierten Netzteil den Versorgungseingang der Versuchsschaltung mit einem Niedervoltelektrolytkondensator von 10 µF...100 µF zusätzlich abzublocken. Häufig entstehen störende Verkopplungen der Versuchsschaltungen bei zu langen Leitungsführungen zu dem Netzteil.

Für die praktische Ausführung eines stabilisierten Netzteiles werden heute fast ausschließlich nur noch Netz-Regel-ICs genommen. Diese gibt es in zwei Ausführungen. Einmal als stabiliserte Einheit mit fest eingestellter Ausgangsspannung und maximalem Strom, z. B. 5 V stabilisert; 1 A.

Weiter das frei zu beschaltende IC, dessen stabilisierte Ausgangsspannung regelbar ist. Weiter kann auch hier die Strombegrenzung regelbar gemacht werden.

7.2 Die Bedienung

Ein stabilisiertes Netzteil ist einfach zu bedienen und es bedarf hier keiner ausführlichen Erläuterungen.

Nach dem Einschalten wird die gewünschte Gleichspannung eingestellt. Diese kann auf dem bereits eingebauten Instrument abgelesen werden. Eine Kontrollmöglichkeit über ein externes Instrument ist möglich. Das gleiche gilt für die Strommessung. Ist eine Strombegrenzungsregelung vorhanden, so kann diese über ein Strominstrument auf den gewünschten Kurzschlußstrom – Einsatz der Strombegrenzung – eingestellt werden. Vorsicht ist jedoch dennoch geboten. Der Grund ist folgender: Ist die Strombegrenzung auf z. B. 100 mA und eine Spannung von 10 V eingestellt, so kann bei einem plötzlichen Kurzschluß ein weitaus größerer Strom fließen. Das liegt daran, daß das Netzteil häufig genug im Ausgangskreis einen großen Niedervoltelektrolytkondensator aufweist. Dieser angenommen 1000 µF große Kondensator wird dann plötzlich entladen, wobei je nach Kurzschlußfall – Größe des durch den Kurzschluß gebildeten Ohmschen Widerstandes – ein Strom von mehreren Ampere kurzfristig fließt. Das genügt meistens, um Halbleiter zu zerstören.

7.3 Die Grenzen der Meßtechnik für ein kleines stabilisiertes Netzteil

Die Schaltungen der Elektronik benötigen selten Spannungen, die größer als 15 V sind. Auch bei der Betrachtung der Ströme können wir uns bescheiden –0,5 Ampere sind ausreichend. Für Operationsverstärker ist es allerdings wünschenswert, eine zusätzliche zweite Spannungsquelle zu haben, so daß hier gern ein sogenanntes Doppelnetzteil benutzt wird. Das Doppelnetzteil hält zwei voneinander unabhängig regelbare stabilisierte Spannungen bereit. Aber auch mit einem einfachen Netzteil lassen sich zwei Spannungen erzeugen, wenn wir dazu die Schaltung in Abb. 7.3-1 benutzten. Die beiden Zenerdioden Z 1 und Z 2 werden entsprechend der benötigten Spannung gewählt. Der Widerstand R ergibt sich aus der Überlegung, daß einmal der Strom I aus dem Netzteil etwa den zehnfachen Wert

von I_1 und I_2 aufweisen sollte. Weiter sorgen wir dafür, daß über den Widerstand R ca. 3 V Spannung abfallen. Der Widerstand R wirkt strombegrenzend und schützt die Zenerdioden.

Wird z. B. der Strom von I_1 und I_2 maximal 10 mA groß, so setzen wir als Ansatz I mit 100 mA ein und errechnen ihn als

$$R = \frac{U}{I} = \frac{3\ V}{0{,}1\ A} = 30\ \Omega.$$

Die Ausgangsspannung des Regelnetzteiles wird dann um ca. 3 V höher eingestellt als die Summe der Spannungen beider Zenerdioden. Die Zenerdioden müssen die geforderte Leistung erbringen und daraufhin richtig dimensioniert sein. Die Schaltung eines einfachen stabilisierten Netzteiles ist in Abb. 7.3-2 gezeigt. Die dort angegebenen Daten reichen für viele Anwendungsfälle bei Versuchsaufbauten in der Elektronik völlig aus.

Anmerkung:
Wollen wir zu dem Thema „Meßtechnik der Elektronik" noch weitere Informationen und Hinweise erhalten, so wird hierfür das Buch
„Wie messe ich richtig – Meßtechnik und Meßfehler in der Elektronik",
ebenfalls vom Franzis-Verlag, empfohlen.

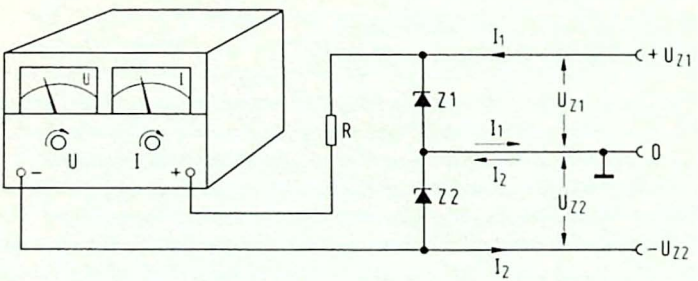


Abb. 7.3-1

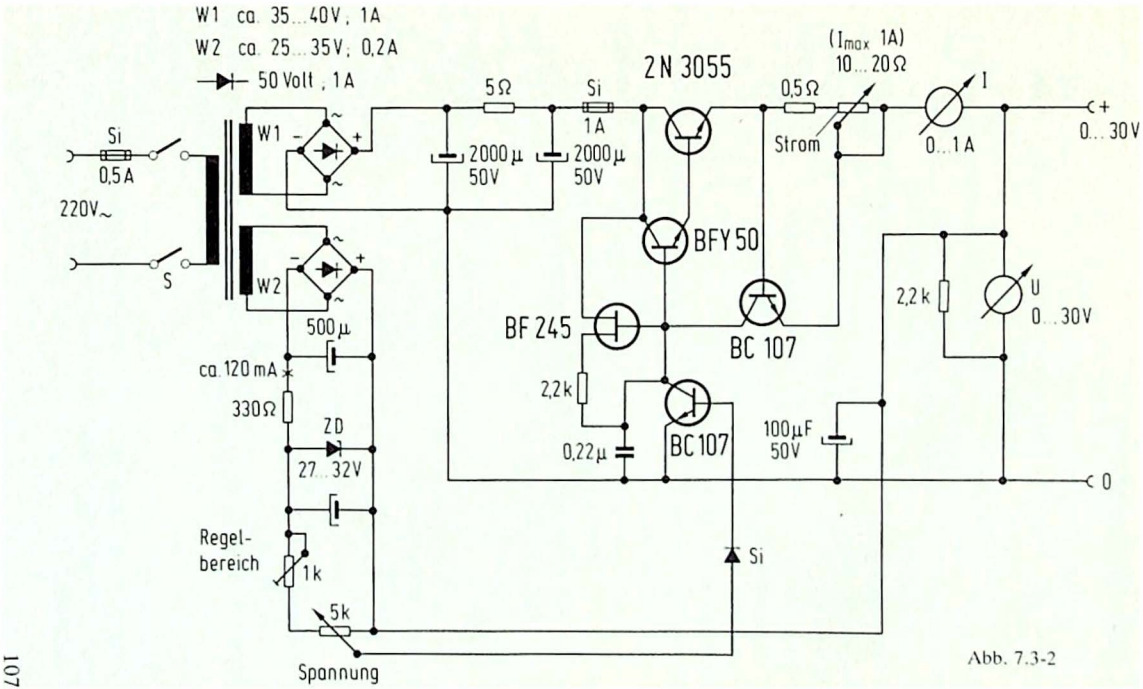

W1 ca. 35...40V; 1A
W2 ca. 25...35V; 0,2A
50 Volt ; 1A
Si
0,5A
220V~
S
W1
W2
5Ω
Si
1A
2000µ
50V
2000µ
50V
2N 3055
0,5Ω
(Imax 1A)
10...20Ω
Strom
I
0...1A
+
0...30V
BFY 50
BF 245
BC 107
2,2k
U
0...30V
500µ
ca. 120 mA
330Ω
ZD
27...32V
2,2k
0,22µ
BC107
100µF
50V
0
Regel-
bereich
1k
5k
Si
Spannung

Abb. 7.3-2

Sachverzeichnis

A

Ablenkzeit 75
Ablesefehler 19
Abschwächung 22
Amplitude 19
– fehler 65
– gang 20
– modulation 18
Anpassung 11
Anstiegszeit 13, 14, 65
Anzeigegenauigkeit 18
Astigmatismus 61

B

Bandbreite 65, 66, 67
Bauelemente 8
Bild|helligkeit 63
– schärfe 59
– verschiebung 73
Brumm|einstreuung 52
– störung 96

D

Dämpfungswerte 21
Dezibelmaß 21
Durchlaßkurve 11, 66

E

Effektivwert 7
Eichgenerator 68, 86
Eingangs|empfindlichkeit 67
– widerstand 35
Elektronisches Multimeter 45
– Netzteil 104
EMK 11, 12, 26
Entkopplungswiderstand 29

F

Frequenzen 9
Frequenzhub 17

G

Gleichspannung 7, 26
– verstärker 45, 46, 47, 49
Gleichströme 8
Gleichstrommessung 37
Grenzfrequenz 11

H

Hochfrequenz|spannungen 53
– tastkopf 54, 55
Hochpaß 10
Hochspannung 26, 30, 57
– meßkopf 31

I

Impuls|nadeln 96
– spannung 7, 12, 55
Innenwiderstand 11, 25, 27, 28, 103

K

Kapazitive Belastung 72, 82
Kipp|bereich 75
– teil 75

M

Meß|fehler 18
– raster 64, 81
Modulationsgrad 17
Multimeter 25, 33

N

Netzteil 104

O

Obere Grenzfrequenz 10, 50
Oberwelleninhalt 14
Ohm-Skala 41
Oszilloskop 58

P

Parallaxefehler 69
Phasenmessung 91
Planschirm 58

R

Raster 59, 60, 64
– methode 60
Rechteck|generator 93, 100
– röhre 58
– signal 13, 90, 97
– wiedergabe 15
Regel|netzteil 106
– trenntransformator 101

S

Sägezahnsignal 75
Schärfeeinstellung 59
Scheitelwert 7
Schmitt-Trigger 94
Sinus|generator 93, 100
– spannung 7
Spannungs|sprünge 13
– teiler 71
– teilertastkopf 71
– verdopplerschaltung 54, 55
Sperrspannung 37
Spitzenwert 7
Störeinstrahlung 52
Strombegrenzung 105
Synchronsignal 77

T

Tastkopf 30, 31, 32, 54, 70
Tiefpaß 10, 53
Toleranzen 18,
Toleranzschlauch 20
Tonspannungen 50
Triggern 76, 77

U

Überlastschutz 34
Überschwinger 15, 16
Untere Grenzfrequenz 10, 50

V

Vertikalverstärker 68

W

Wechselspannung 7
– messung 36, 50, 85
– meßverstärker 51
Widerstandsmessung 40
Wobbelhub 17

Z

Zweidiodentastkopf 13
Zweipol 13

Weitere RPB-electronic-taschenbücher

RPB 51

Kleine Fernseh-Bildfehler-Fibel. Typische und häufige Bildfehler anhand von Schirmbildaufnahmen erklärt. Von Dipl.-Ing. Johannes Gies und Dipl.-Ing. Carl-Martin Kirsch. – 1. Auflage. Zweifachband. DM 7.80.

ISBN 3-7723-0511-3

RPB 87

Methodische Fehlersuche in der Industrie-Elektronik. Wie Fehler in elektronischen Geräten und Anlagen durch zielbewußte Systematik und Logik geortet werden können. Von Ing. Dietmar Benda. – 1. Auflage. Zweifachband. DM 7.80.

ISBN 3-7723-0871-6

RPB 99

Wie arbeite ich mit Elektronenstrahl-Oszillografen? Eine Fibel der Oszillografentechnik nebst einer umfangreichen und universellen Betriebsanleitung für Amateure und Praktiker. Von Hans Sutaner und Dipl.-Ing. Gerhard Wißlar. – 9. Auflage. Dreifachband. DM 9.80.

ISBN 3-7723-0999-2

131

Elektronische Grundschaltungen. Erzeugung, Verarbeitung und Anwendung elektronischer Impulse in der professionellen Elektronik. Von Hans Schweigert. – 3. Auflage. Vierfachband. DM 12.80.

ISBN 3-7723-1313-2

128

Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren. Eine anschauliche Übersicht bewährter Geräte anhand von Prinzipschaltungen. Von Hans Sutaner. – 2. Auflage. Dreifachband. DM 9.80.

ISBN 3-7723-1282-9

RPB 178

Schirmbilddiagnose und Messungen am Farbfernsehempfänger. Mit 104, meist farbigen Schirmbildern schnell und zuverlässig Fehler orten und beheben. Von H. Bochum und R. Dögel. – 1. Auflage. Vierfachband. DM 12.80.

ISBN 3-7723-1781-2

134

Kleines Halbleiter-ABC. Klare Auskünfte in alphabetischer Reihenfolge über Grundlagen, Aufbau, Funktion und Anwendung zahlreicher Halbleiterarten. Von Gustav Büscher und Dipl.-Ing. A. Wiegelmann. – 3., neu bearbeitete und erweiterte Auflage. Zweifachband. DM 7.80.

ISBN 3-7723-1343-4

Franzis-Verlag, München

Weitere RPB-electronic-taschenbücher

RPB 300

Kfz-Elektronik im Selbstbau. Von Jan Hendrik Jansen. – Von Warn- und Schutzschaltungen, von elektronischen Zündungen und anderen interessanten Sachen rund um das Kraftfahrzeug. – 2. Auflage. Zweifachband. DM 7.80.

ISBN 3-7723-3002-9

RPB 336

Musikelektronik. Elektronische Schlagzeuge, Sound-Orgeln, Glokkenspiele, Metronome selbstgebaut. Von Helmut Tünker. – 2., verbesserte Auflage. Dreifachband. DM 9.80

ISBN 3-7723-3362-1

RPB 337

Elektronische Hilfsmittel für Film und Foto. Preisgünstige Lösungen durch eine sinnvoll angewandte Halbleitertechnik. Von Manfred Horst. – 1. Auflage. Dreifachband. DM 9.80.

ISBN 3-7723-3371-0

RPB 341

Modelleisenbahn-Elektronik im Selbstbau. Wie elektronische Fernsteuerungen den vorbildgetreuen Mehrzugbetrieb ermöglichen. Von Dipl.-Ing. Harald Jungmann. – 2. Auflage. Zweifachband. DM 7.80.

ISBN 3-7723-3412-1

RPB 339

HiFi-Boxen im Selbstbau. 30 solide Bauanleitungen für Boxen von 5 bis 280 Liter Volumen und 10 bis 120 Watt Leistung. Von Lothar Sabrowsky. – 2., unveränderte Auflage. Dreifachband. DM 9.80.

ISBN 3-7723-3392-3

RPB 340

Vom Flip-Flop zur Quarzuhr. Einfache Experimente, TTL-Bausteine, erprobte Bauanleitungen. Von Ober-Ing. Horst Pelka.–Sind Quarzuhren nicht fertig zu kaufen? Ja und nein. Denn Wissen und Erfahrung sind nicht käuflich und digitale Quarzuhren nach Maß erst recht nicht. – 2. Auflage. Dreifachband. DM 9.80.

ISBN 3-7723-3402-4

RPB 335

Mischpulte und Mischpultmodule. Vom Kleinmischpult bis zum großen Regiemischpult – Anleitungen für den Selbstbau nach Maß. Von Siegfried Wirsum. – 2., unveränderte Auflage. Dreifachband. DM 9.80.

ISBN 3-7723-3352-4

Franzis-Verlag, München

Was halten Sie von diesem Buch?
Das möchten wir gerne wissen.
Setzen Sie ein paar Stichworte auf. Das genügt.
Vielen Dank sagt Ihnen der

Franzis-Verlag

Urteil über _____

_____ (Buchtitel)

Kundeninformationen

☐☐ SP ☐☐ KL

Fachgebiete, die mich besonders interessieren:

1. Hobby-Elektronik ☐
2. Elektroakustik ☐
3. Radio + TV-Elektronik ☐
4. Industrie-Elektronik ☐
5. Elektronische Meßtechnik ☐
6. Informatik (EDV) ☐
7. Amateurfunk ☐

Auf dieses Buch wurde ich aufmerksam durch:

Prospekt ☐
Besprechung ☐
Schaufenster ☐
Anzeige ☐
Empfehlung ☐

_____
Vorname/Name

_____
Beruf

_____ _____
Straße

_____
Postleitzahl/Ort

Hiermit bestelle ich

aus dem Franzis-Verlag, München
(Vervollständigung der ISBN genügt):

ISBN
3-7723-

kostenlose Probehefte:

	FUNKSCHAU	☐
	ELEKTRONIK	☐
	ELO	☐
	Verlagsverzeichnis	☐

Lieferung durch die Buchhandlung:

Wenn keine Firma eingesetzt, bitte senden an ▶

Bitte als
Postkarte
frankieren

Franzis-Verlag

Werbe- und Vertriebsabteilung
Bücher

Postfach 37 01 20
8000 München 37

100 • • Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker und Elektroniker (Mende). 4. Aufl.

101 • • • Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau (Böhm). 6. Aufl.

103 • • Die Wobbelsender (Sutaner). 4. Aufl.

104 • • Transistorsender für die Modellfernsteuerung (Bruß). 5. Aufl.

105 • • • Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi (Klinger). 8. Aufl.

106 • • • Netztransformatoren und Drosseln (Klein). 4. Aufl.

108 • • Amateurfunk-Superhets (Gerzelka). 3. Aufl.

109 • • • Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band (Reithofer). 4. Aufl.

111 • • Zeigerinstrumente (Köhler). 4. Aufl.

114 • • Halbleiter-Experimente (Kleemann). 3. Aufl.

119 • • • Gedruckte Schaltungen (Sutaner/Wißler). 3. Aufl.

126 • • • Betriebstechnik des Amateurfunks (Henske). 3. Aufl.

128 • • • Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren (Sutaner). 2. Aufl.

131 • • • • Elektronische Grundschaltungen (Schweigert). 3. Aufl.

134 • • Kleines Halbleiter-ABC (Büscher, Wiegelmann). 3. Aufl.

136 • Transistorisierte Netzgeräte (Strobel). 4. Aufl.

147 • • • Fernseh-Service leicht gemacht (Lummer). 3. Aufl.

157 • • Meßgeräte und Meßverfahren für den Funkamateur (Link). 2. Auflage.

160 • • • Relais (Köhler).

163 Regelungstechnik für Radio- und Fernsehtechniker und Elektroniker (Schweigert). DM 15.80.

166 • • Elektronik im Kraftfahrzeug (Stieber/Wilk). 2. Aufl.

168 • • Vademekum für den Funkamateur KW und UKW (Diefenbach/Geyrhalter). 5. Aufl.

171 • • • Halbleiter-Schaltungstechnik einfach dargestellt (Benda). 2. Aufl.

174 • • Amateurfunkgeräte für das 70-cm-Band (Reithofer). 2. Aufl.

176 • • Integrierte Schaltungen für den Funkamateur (Birchel). 2. Aufl.

178 • • • • Schirmbilddiagnose und Messungen am Farbfernsehempfänger (Bochum/Dögl).

179 • • Digitale Elektronik für Anfänger (Kleemann). 3. Aufl.

180 • • • KW- und UKW-Sender für den Funkamateur (Diefenbach). 2. Aufl.

300 • • Kfz-Elektronik im Selbstbau (Jansen). 2. Aufl.

301 • • • Nf-Elektronik (Sabrowsky). 4. Aufl.

302 • • • Electronic-Pianos und Synthesizer (Tünker).

304 • • • Transistor-Schaltverstärker (Sabrowsky). 2. Aufl.

316 • • • Digitale Experimentier-Bausteine (Sabrowsky).

319 • • • Der leichte Start zum Funkfernsteuern (Sabrowsky). 3. Aufl.

322 • • • Impulstechnik für jedermann (Sabrowsky).

325 • • • Sinus-, Rechteck- und Impulsgeneratoren für Prüf- und Meßzwecke (Sabrowsky).

331 • • • Verstärkerbau mit integrierten Schaltungen (Wirsum). 2. Aufl.

335 • • • Mischpulte und Mischpultmodule (Wirsum). 3. Aufl.

336 • • • Musikelektronik (Tünker). 3. Aufl.

337 • • • Elektronische Hilfsmittel für Film und Foto (Horst).

338 • • Experimente mit IS (Kleemann). 2. Auflage.

339 • • • HiFi-Boxen im Selbstbau (Sabrowsky). 3. Auflage.

340 • • • Vom Flip-Flop zur Quarzuhr (Pelka). 2. Aufl.

341 • • Modelleisenbahn-Elektronik im Selbstbau (Jungmann). 2. Aufl.

Nührmann, Der Hobby-Elektroniker lernt messen

4

Doppelband

RPB

Die elementarsten Grundregeln der elektronischen Meßtechnik sind hier festgehalten. Eines Tages muß sie jeder Elektronik-Bastler wissen und anwenden können. Nur durch überlegtes Messen kommt man dem Fehler im Gerät auf die Spur. Der Vorteil dieser Darstellung liegt auf mehreren Ebenen: Einmal werden nur Meßverfahren erörtert, die einem Hobby-Elektroniker zustehen. Zum anderen wird mit einem Meßgerätepark gearbeitet, der sowohl von der Technik als auch vom Geldbeutel her erreichbar ist. Daraus folgt zum dritten: Der Autor hat mit der Kunst des Weglassens die elektronische Meßtechnik für den Anfänger überschaubar gemacht.

Der Autor ist Elektronik-Ingenieur; er war eine Zeitlang Berufsschullehrer; seine große Leidenschaft ist die Meßtechnik. Das macht gerade ihn zum geeigneten Mittler, dem Hobby-Elektroniker das richtige Messen beizubringen.

FRANZIS

ISBN 3-7723-0041-3